

Radiový **KONSTRUKTÉR** *Svazarmu*

Plánky a návody Amatérského radia



ROČNÍK III • 1957 • ČÍSLO 5

RADIOVÝ MÁJ

Jsme uprostřed května, nejkrásnějšího měsíce v roce – a co je příznačné pro naše radostné perspektivy, měsíce nabitého významnými daty. Mezi všemi těmi radostními svátky je i památný den radistů – Den radia, 7. května. Proč byl zrovna ten den vybrán, je dobře známo z historie významného objevu A. S. Popova a bylo by nošením dříví do lesa, kdybychom se touto historií znova probírali. V našem životě přece nejsou tak důležité historické reminiscence, jako výhledy do budoucnosti, plán příští práce. A tu by měl být Den radia uprostřed celoroční radiostické práce jakýmsi milníkem, u něhož se zamyslíme nad prací, která nás očekává, a srovnáme si zkušenosti z práce již vykonané. Nejsou to malé úkoly, jež nás čekají. Jestliže dnes slavíme jednou za rok Den radia, nezapomínejme, že jsme přítomni zrodu celého Věku radia, a na tomto vývoji se budeme podílet i my, amatéři. Radioamatérství je masovým hnutím. Není továrny, ústavy, závodu, kde by nebyl aspoň jeden radioamatér.

Není tedy pracoviště, kde by nebyl člověk, který zná možnosti radiotechniky a kterého by nenapadlo, jak by mohla elektronika usnadnit práci, odstranit dřinu, zmenšit možnost úrazů, zvýšit přesnost, snížit náklady, zvýšit efektivnost. Řeknete snad, že běžný radioamatér se nemůže vyrovnat pracovníkům elektronické vědy, kteří mají ve výzkumných ústavech příznivější podmínky pro takovou práci. Mají opravdu

příznivější podmínky pro výzkum, ne vždy však mají podmínky pro vyhledávání nových aplikací elektroniky – a to je nezadatelnou doménou právě amatéra. Ten pracuje přímo v provozu, zná nejlépe prostředí, pracovní postup do všech detailů. A má-li jen špetku iniciativy, trochu tvořivé fantasie a není-li zaslepen tak zvanou provozní slepotou, ne-poddává-li se trpně zavedené tradici, má takřka všude šanci, že objeví nový obor, vhodný pro nasazení elektronických prostředků. A bude-li jeho nápad použitelný, není překážek, proč by nemohl být uskutečněn. Vezměme si jeden příklad: v jednom z ostravských dolů bylo navrženo, aby havíři byli doprováváni do porubu vozíky po svážné. Jak však vyřešit spojení vozíku s vrátkem? Amatéři podnikli pokus s přenosnými radiostanicemi na vlně 10 m. Ukázalo se však, že použitá vlnová délka se nehodí, bylo by zapotřebí vlny mnohem delší. Jak teď vyjít s kmitočty, přidelenými pro amatérský provoz? Ani tu není překážky: stačí odůvodněná žádost a bude přidělen vhodnější kmitočet, třeba mimo amatérské pásmo. Zde je také jeden z důkazů o významu května: jaké obtíže byly amatérům činěny před květnem 1945 – a dnes mohou počítat s plnou podporou úřadů. Nemůžeme si proto stěžovat; budeme-li chtít tvořivě zasahovat do vývoje Věku radia, můžeme počítat i s plnou podporou orgánů státu dělníků a rolníků. Můžeme totéž říci o amatérech v zemích, které neprozily svůj květen 1945?

DÁLKOVÝ PŘÍJEM TELEVISE

Jaroslav Moravec

Od okamžiku, kdy začala pražská televizní stanice vysílat své pořady, roste neustále počet televizních diváků. Na rozdíl od původně předpokládaného dosahu 30—40 km od vysílací stanice, setkáváme se stále častěji se skutečností, že televizní pořady bývají pravidelně zachyceny a přijímány ve vzdálenostech mnohem větších. Dnes se již nikdo nezastavuje nad tím, je-li pražský televizní vysílač přijímán ve vzdálenosti 100 i více km.

Byli to v první řadě amatéři, kteří se pustili do zdánlivě neuskutečnitelného — přijímat televizní pořady ve velkých vzdálenostech, a to mnohdy v místech, odkud není přímá viditelnost na vysílací stanici. V poslední době se zájem silně stupňuje a zvláště v severních Čechách se soustředuje na příjem televizních vysílačů v NDR, a to zvláště televizního vysílače Drážďany. Na Slovensku jsou v popředí zájmu vysílače Vídeň a Budapešť.

Veškeré televizní vysílače pracují v kmitočtové oblasti metrových vln. Hlavní zvláštnost metrových vln spočívá v tom, že se šíří téměř vždy přímo, takže pravidelný a dobrý příjem je možný v oblasti většinou nepřesahující vzdálenost 100 až 150 km. Úmyslně zde neupoužíváme výrazu: do vzdálenosti pří-

mě viditelnosti, protože, jak praxe ukázala, je příjem možný i ve vzdálenosti větší než odpovídá přímé viditelnosti.

U mnohého majitele televizního přijímače nalezneme hlubokou touhu upravit jak svoji antenu tak i přijímač takovým způsobem, aby mohl přijímat i tyto zahraniční pořady. Nebude proto na škodu, když si znova osvětlíme několik zásadních otázek spojených se stavbou anten pro dálkový příjem a s úpravami přijímače pro jiné kmitočty, případně normy, na kterých některé vzdálené vysílače pracují.

Při dálkovém příjmu televizních programů nutně musíme počítat se skutečností, že televizní vysílače v sousedních státech bud' již vysílají podle normy CCIR (t. zv. evropské), nebo v nejkratší době přejdou na vysílání podle této normy.

Hlavním znakem vysílačů pracujících podle této normy je o 1 MHz menší vzdálenost mezi nosnou vlnou obrazu a nosnou vlnou zvuku. Tento rozdíl se odráží v menší šířce kanálu, který podle normy CCIR je široký pouze 7 MHz. V následující tabulce rozdělení kmitočtů podle normy CCIR jsou již uvedeny nové kmitočty německých televizních stanic tak, jak mají být použity již v květnu a červnu 1957.

Pásmo	Kanál	Kmitočet	Umístění vysílače
I	2	MHz 47—54	Görlitz
	3	54—61	Helftesberg
	4	61—68	Leipzig
III	5	174—181	Vídeň, Inselberg, Köpenick (15.5.)
	6	181—188	Brocken
	7	188—195	Dresden (9.5.)
	8	195—202	Katzenstein, Marlow
	9	202—209	Leipzig (17.6)
	10	209—216	Prenzlauer Berg (Berlin-střed)
	11	216—223	

V Československu naproti tomu jsou televizní vysílače rozmístěné podle normy OIR. Toto však platí jen pro televizní vysílače v prvním televizním pásmu. Ve třetím televizním pásmu, podle posledních údajů zástupců ministerstva spojů, se bude vysílat sice se šíří kanálu podle normy OIR, avšak na kmitočtech výlučně československých. (Viz AR č. 11/56.) Tyto kmitočty jsou o 2 MHz níže proti původní normě.

Pro televizní vysílače vysílající podle normy CCIR je první televizní pásmo vymezené od kmitočtu 41 až 68 MHz. V tomto pásmu jsou rozmístěny 4 televizní kanály. Třetí televizní pásmo se rozprostírá od 164 do 223 MHz. Naproti tomu rozdělení kmitočtů podle československé normy je následující:

děny do cívky a kondensátoru, má každý úsek vodiče svoji dílčí kapacitu, indukčnost a odporník. Tyto základní vlastnosti charakterisují každý elektrický obvod. Ve vedení jsou rozloženy podél celého vodiče.

Obyčejné elektrické okruhy se soustředěnými parametry mají velmi malé rozdíly ve srovnání s délkou vlny. Napětí i proud se v nich šíří za časové úseky mnohem kratší než je doba trvání jednoho kmitu. Proto takovéto obvody nazýváme stacionární a jevy, které na nich vznikají, posuzujeme pouze s ohledem na průběh času.

Vedení mají naproti tomu délku rádiové stejné jako délka vlny a doba šíření proudu i napětí je stejněho rádu jako doba trvání jednoho kmitu. Proto

Pásmo	Kanál	Kmitočet v MHz	Umístění vysílače
I	2	48,5—56,5	Praha – středočeský Ostrava – severomoravský Bratislava – západoslovenský Č. Budějovice – jihočeský
	2	48,5—56,5	
	3	58 —66	
	3	58 —66	
III	5	174—182	Hradec Králové – východočeský Košice – východoslovenský Banská Bystrica – stredoslovenský Ústí n. L. – severočeský Brno – středomoravský Plzeň – západočeský
	5	174—182	
	6	182—190	
	7	190—198	
	8	198—206	
	9	206—214	

U obou norm jak OIR tak CCIR je nosná vlna obrazu o 1,25 MHz výše než dolní konec pásmo, nosná vlna zvuku je o 0,25 MHz níže než horní konec pásmo.

Dobrý příjem televizního vysílání závisí v první řadě na jakostní anténě. Pro správné pochopení činnosti anten v oblasti metrových vln je nezbytné seznámení s elektrickými jevy, které nastávají na vedení. Proto než přistoupíme k popisu vhodných anten pro příjem televize, vysvětlíme nejprve pojemy:

postupující vlny na vedení

Každý vodič je elektrickým obvodem s rozdelenou kapacitou a indukčností. Na rozdíl od obvyklých obvodů, u kterých jsou indukčnost a kapacita soustře-

se ve vedení musí uvažovat průběhy proudu a napětí nejenom s ohledem na čas, ale i s ohledem na prostor. Vedení, používaná pro přenos elektromagnetických vln vysokého kmitočtu, nazýváme vedeními dlouhými na rozdíl od krátkých vedení, jejichž délka je mnohem menší než délka vlny. S tohoto hlediska je délka vysokonapěťového vedení pro proudy o průmyslovém kmitočtu 50 Hz o délce 100 km krátká, protože při tomto nízkém kmitočtu je délka vlny 6000 km. Za to vedení dlouhé 1 m je při kmitočtu 100 MHz elektricky dlouhé, protože

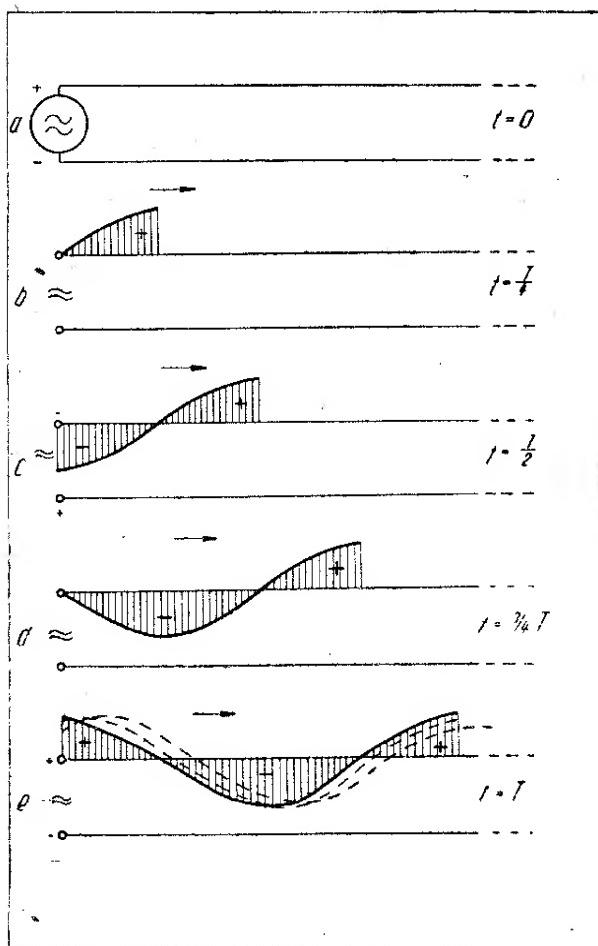
délka vlny je již srovnatelná s délkou vedení. Všeobecně v radiotechnice měříme délku vedení ne na metry, ale na délky vlny. Délku vlny označujeme řeckým písmenem λ (lambda). Označujeme tedy délku vedení $\lambda/4$, $\lambda/2$, 3λ atd.

Jako vedení označujeme soustavu dvou paralelních vodičů, jejichž vzdálenost a průměr je mnohokrát menší než délka vlny. Připojíme-li k takovému vedení generátor (obr. 1), pak podél vedení se pohybuje t. zv. postupující vlna. Představuje šíření elektromagnetického pole v určitém směru, v uvedeném případě od generátoru ke konci vedení.

Rychlosť, s jakou se postupující vlna šíří podél vedení, lze vypočítat z rovnice

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$$

V této rovnici L_1 i C_1 jsou běžná indukčnost a kapacita udané v henry a faradech na jednotku délky (m).



Obr. 1.

Velikost L_1 i C_1 závisí od konstrukčního provedení vedení. Čím větší je povrch vodičů vedení a čím menší vzdálenost mezi nimi, tím větší je kapacita C_1 a menší indukčnost L_1 . Obvykle bývá L_1 řádu $\mu\text{H}/\text{m}$ a C_1 bývá několik pF/m . U vzdušného vedení, u kterého isolaci mezi vodiči je vzduch, má součin L_1 i C_1 vždy stálou hodnotu $\frac{1}{c^2}$ (c je rychlosť světla, která se rovná $3 \times 10^8 \text{ m/s}$). Proto $v = c$, t. j. rychlosť šíření postupující vlny je na vzdušném vedení rovna rychlosti světla. U takového vedení při změně kapacity C_1 , na př. přiblížením vodičů, změní se současně i indukčnost tak, že součin $L_1 C_1$ zůstane stálý. Tím je i rychlosť šíření v libovolném případě vždy $3 \times 10^8 \text{ m/s}$.

Vloží-li se mezi vodiče pevná isolace, zmenší se rychlosť, se kterou vlna po vedení postupuje. Pak již součin $L_1 C_1$ nezůstane stálý, ale zvětší se. V důsledku toho se rychlosť šíření vln na vedení v zmenší. Závislost šíření na vlastnostech hmoty obklopující vodiče je dána rovnicí $v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon \mu}}$. Zde c je rychlosť světla a ϵ a μ dielektrická a magnetická konstanta hmoty. U vzduchu je $\epsilon = 1$ a $\mu = 1$, proto je také rychlosť $v = c$.

Síření vlny na vedení je možné zobrazit graficky. Budeme uvažovat pouze pochody nastávající v jednom vodiči. V druhém vodiči se děje totéž, ale v obrácené fázi. Postupující vlna na takovémto vodiči se šíří způsobem znázorněným na obr. 1. V okamžiku, kdy k vedení připojíme generátor, je napětí na jeho svorkách maximální. V tomto okamžiku neměla vlna ještě čas se šířit po vedení a proto také není žádné napětí a proud na vodiči (obr. 1a). Po době rovnající se $1/4$ doby jednoho kmitu šíří se vlna do vzdálenosti rovnající se $1/4$ délky vlny a maximální napětí na vedení bude ve stejné vzdálenosti od generátoru. Při tom na začátku vedení je v tomto okamžiku napětí nulové. Po další $1/4$ doby trvání kmitu vystoupí napětí na generátoru a tím i na začátku vedení do maximální hodnoty, avšak tentokrát s obráceným znaménkem. Vlna mezitím postoupila do vzdálenosti rovnající se

$\lambda/2$. Na dalších částečkách obrázku vidíme vlnu po dobu $3/4 T$, jakož i po dobu $t = T$. Mimo to je na posledním obrázku vyznačen čárkováné způsob, jak vlna po vedení postupuje dále. Při tomto grafickém znázorňování je třeba si jasné uvědomit, že podél vedení není vyznačen čas, ale vzdálenost v λ od generátoru.

Napětí a proud jsou u postupující vlny ve fázi. Je-li na některém místě v určitém okamžiku napětí největší, je současně na tomtéž místě i proud největší. Křivky na obr. 1 představující rozložení napětí podél vedení, představují proto současně i stejné rozložení proudu. Nesmíme zapomínat, že na napětí se váže elektrické pole a proud je doprovázen magnetickým polem. Je jasné, že v místě vedení, kde je napětí nejvyšší, bude i elektrické pole nejsilnější a současně bude u postupující vlny na tomtéž místě i maximum proudu a tím i nejsilnější magnetické pole. Tento stav na vedení je naznačen na obr. 2. Na tomto obrázku je uvedeno jak magnetické tak i elektrické pole.

Poměr amplitudy napětí postupující vlny U_m , vztažený k amplitudě proudu postupující vlny I_m , určuje důležitou hodnotu. Tato hodnota se nazývá vlnovým odporem vedení Z_0 . Jeho velikost závisí na konstrukci vedení. Čím větší je kapacita vedení, tím větší je proud tekkoucí vlivem určitého napětí, stejně jako se zvětšuje nabíjecí proud kondensátoru při zvětšování kapacity. Naproti tomu

při zvětšování indukčnosti vedení zmenšuje se proud vlivem zvětšující se samoindukčnosti. Vyplývá z toho, že vlnový odpor se zmenšuje při zvětšení kapacity a vzrůstá při zvětšení indukčnosti. Matematicky lze tuto závislost vyjádřit rovnicí:

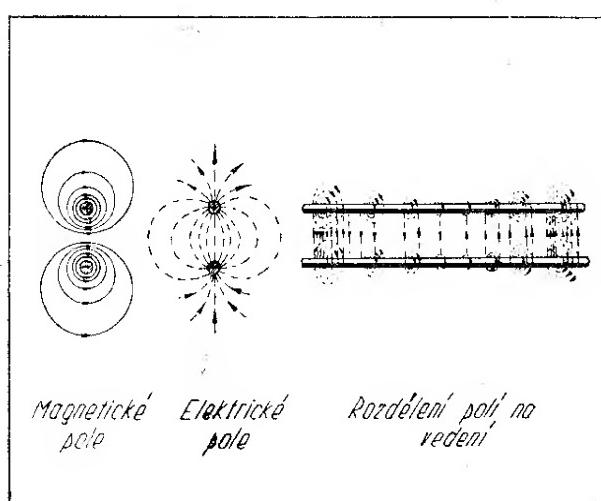
$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} .$$

Protože napětí i proud postupující vlny jsou ve fázi, je i vlnový odpor vedení ohmický. Výkon postupující vlny je také čistě reálný a lze jej vypočítat obvyklými rovnicemi

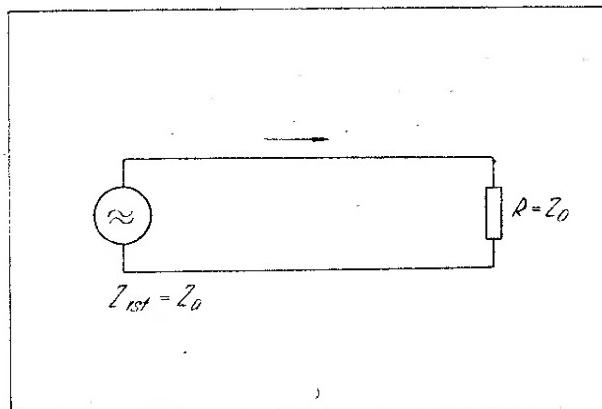
$$P = IU = I^2 Z_0 = \frac{U^2}{Z_0} .$$

Aby se na vedení vytvořila postupující vlna, je třeba konec vedení zakončit čistě ohmickým odporem R , jehož hodnota odpovídá velikosti vlnového odporu (viz obr. 3). Pak celá energie postupující vlny je spotřebovávána tímto odporem a nezbývá tedy žádná, která by se vrácela zpět ke generátoru.

Důležitá veličina je tak zvaná vstupní impedance vedení Z_{ist} , t. j. odpor vedení, který zatěžuje připojený generátor. Vstupní impedance se rovná poměru velikosti napětí a proudu na začátku vedení. V závislosti na velikosti Z_{ist} předává generátor, který napájí vedení, větší nebo menší výkon. Pro dosažení stavu maximálního přenosu energie, kdy se vytvoří pouze postupující vlna, je třeba, aby vstupní impedance byla čistě



Obr. 2.



Obr. 3.

reálná a rovnala se vlnovému odporu vedení.

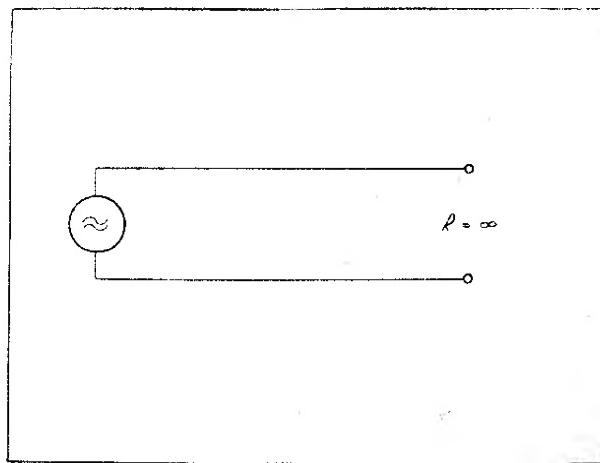
$$Z_{ust} = Z_o$$

Sledujeme-li výkon přenášený postupující vlnou podél vedení, zjistíme, že se zvětšující vzdáleností výkonu ubývá. Je to působeno ztrátami na vedení. Část energie uniká do prostoru v podobě elektromagnetických vln. Ve všech vodičích, nalézajících se v blízkosti vedení, na př. zemi, jiných vedeních, kovových střechách atd., se působením elektromagnetického pole vedení indukují proudy, které odsávají část výkonu, což znamená zmenšení výkonu přenášeného dále vedením. Při správně provedeném vedení, po kterém se šíří pouze postupující vlna, jsou ztráty nejmenší a bývají často tak malé, že je lze zanedbat. V praxi je účinnost vedení, t. j. procentuální poměr výkonu na konci vedení k výkonu na začátku vedení při přenosu postupující vlnou dostatečně vysoký (80—95 % i při poměrně značné délce vedení).

Stojaté vlny na vedení

Případ, kdy energie je přenášena pouze postupující vlnou nastane jedině tehdy, když vedení je zakončeno čistě ohmickým odporem stejně hodnoty jako je vlnový odpor.

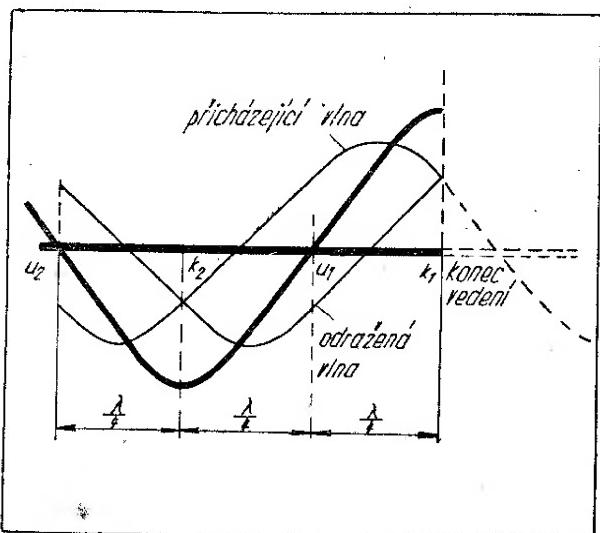
Je-li hodnota zakončujícího odporu jiná, pak nastává složitější proces. Uvažíme případ, kdy vedení je na konci otevřené. Tento stav odpovídá případu, kdy zakončovací odpor je nekonečně veliký (obr. 4). Energie postupující vlny nemůže v tomto případě být spotřebována na konci vedení, ale také nemůže postupovat dál od generátoru, protože je vedení přerušeno. Postupující vlna proto dochází na konec otevřeného vedení a počíná se vracet zpět ke generátoru. V takovémto případě se šíří po vedení 2 postupující vlny: jedna přicházející a druhá odražená. Neuvažujeme-li ztráty na vedení, můžeme předpokládat, že energie odražené vlny se rovná energii vlny přicházející. Obě tato vlnění se vzájemně skládají. Jejich amplitudy jsou stejné a postupují proti sobě. Tím vznikají t. zv. stojaté vlny, které se svými



Obr. 4.

vlastnostmi zásadně liší od vln postupujících.

Případ, který nastane na konci otevřeného vedení, je znázorněn na obr. 5. Jako příklad je uveden stav, kdy amplituda přicházející postupující (přímé) vlny je maximální ve vzdálenosti $\lambda/8$ od konca vedení. Tečkovaně je vyznačena další pouť postupující vlny pro případ, kdy vedení by nebylo přerušeno. Otočíme-li tuto dále postupující vlnu o 180° kolem svislé osy, procházející koncem vedení, představuje nám odraženou vlnu. Odražená vlna je tedy pokračováním přicházející vlny s tím rozdílem, že postupuje od konca vedení ke generátoru. Výsledné napětí, které získáme kombinací přicházející a odražené vlny, je vy-



Obr. 5.

značeno silnou čarou. Jak vidno, má toto napětí největší hodnotu (kmitnu napětí) v místech k_1 a k_2 (na konci vedení a ve vzdálenosti $\lambda/2$ od konce). Naproti tomu v místech u_1 a u_2 , t. j. ve vzdálenosti $\lambda/4$ a $3/4 \lambda$ od konce vedení, rovná se napětí nule.

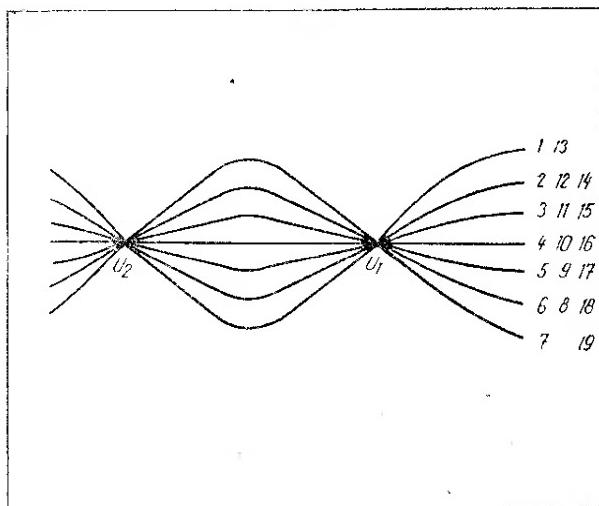
V kterýkoliv další okamžik se přímá a odražená vlna skládají tak, že v místě k_1 i k_2 bude opět maximální napětí a v místech u_1 a u_2 bude napětí nulové. Tak na př. za $1/8$ doby trvání jednoho cyklu přímé vlny se vlna posune doprava, do vzdálenosti rovné $\lambda/8$. V místě u_1 bude její napětí mít nulovou hodnotu. Avšak i odražená vlna se přesune o $\lambda/8$ doleva a i její nulové napětí se dostane do místa u_1 . Je jasné, že v místě u_1 je součet obou napětí opět nulový. Napětí v místě k_1 i k_2 bude největší a bude se rovnat dvojnásobné amplitudě přímé postupující vlny.

V místě u_1 i u_2 , ve kterých napětí vždycky je rovné nule, se nazývají napěťovými uzly. Naproti tomu místa s největším napětím stojaté vlny k_1 a k_2 se nazývají kmitnami. Tyto uzly i kmitny (maxima) zůstávají vždy na jednom a tomtéž místě vedení. Výsledná složená vlna (postupující a stojatá) stojí na místě. Proto se nazývá vlnou stojatou. Přítomnost uzlů a kmiten je charakteristická pro stojatou vlnu. Rozložení napětí na vedení se při stojaté vlně nemění s časem. V různé časové okamžiky mění se pouze velikost

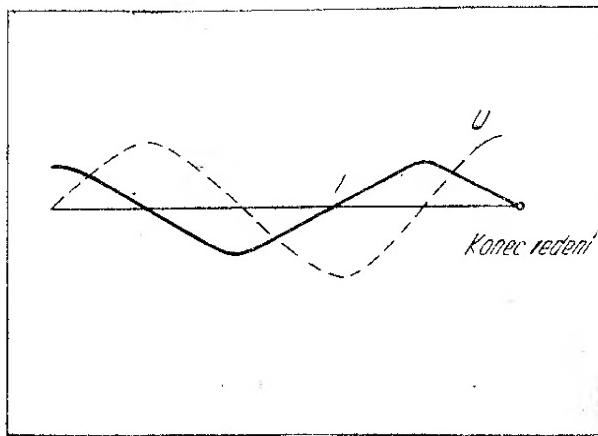
napětí maxim na vedení. Na obr. 6 je vyznačen tento stav v případě otevřeného vedení pro několik po sobě jdoucích časových úseků. Průběh 1 a 13 představuje stav, kde napětí na vedení je největší. Poté napětí klesá, což odpovídá průběhům 2, 12, 14 a 3, 11, 15. Po $1/4$ doby jednoho kmitu je napětí po celé délce vedení nulové. Poté narůstá na druhou stranu atd. V každém místě vedení se velikost napětí mění sinusově, avšak velikost napětí je pro různá místa vedení rozdílná.

To, co bylo řečeno o napětí, platí i o proudu. Jediný rozdíl spočívá v tom, že odražená proudová vlna se pohybuje od konce vedení s opačnou fází. Elektrony, které dojdou na konec vedení, nemohou postupovat dál a vracejí se po vedení zpět, to znamená, že proud mění své znaménko. V důsledku toho je na otevřeném konci vedení výsledný proud nulový, nebo jinak řečeno na konci vedení je uzel proudu. Tímto způsobem nastávají při stojaté vlně uzly proudu v místech, kde je maximum napětí a naopak maxima proudu se nalézají v místech uzlů napětí. Jinak řečeno, je stojatá vlna proudu posunuta o $\lambda/4$ vzhledem k stojaté vlně napětí. Tento stav je vyznačen na obrázku 7 dvěma křivkami. Zde i v dalších obrázcích je proudová křivka zakreslena silnou čarou, kdežto napěťová křivka čárkovaně.

Amplituda napětí v místě kmitny (maxima) U_{max} má dvojnásobnou amplitudu postupující vlny, tedy $2 U_m$. Také



Obr. 6.



Obr. 7.

velikost proudu v místě kmitny maxim se rovná dvojnásobné velikosti amplitudy proudu dopadající vlny $2I_m$. Poměr těchto dvou veličin se opět rovná vlnovému odporu Z_0 .

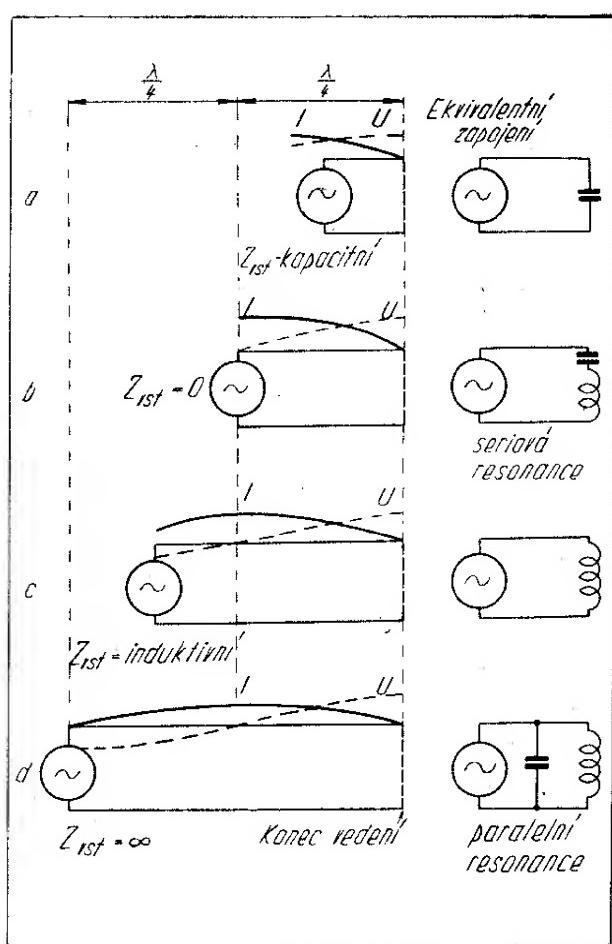
$$\frac{U_{max}}{I_{max}} = \frac{2 U_m}{2 I_m} = Z_0$$

Výkon stojaté vlny je jalový, protože se energie nikde nespotřebuje (vedení považujeme za bezzádrátové – ideální). Proto má proud i napětí vzájemný zdvih fáze 90° . V okamžiku, kdy na vedení je napětí maximální, neprotéká vedením žádný proud. Po další $\frac{1}{4}$ doby kmitu klesne napětí po celém vedení na nulu a velikost proudu vystoupí na maximální hodnotu.

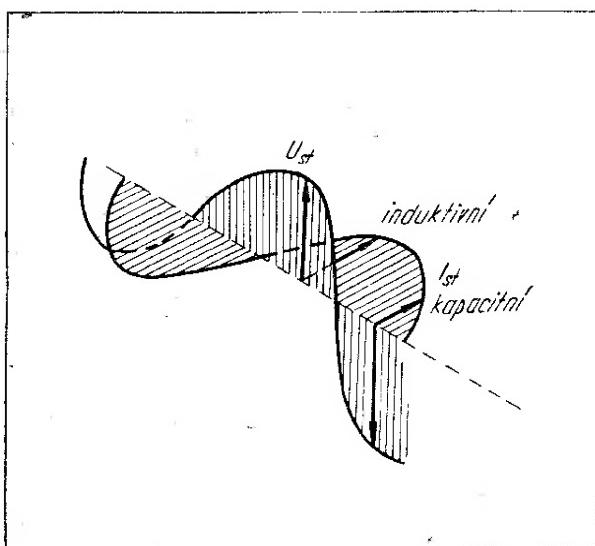
90° zdvih fáze mezi proudem a napětím při stojaté vlně naznačuje, že na vedení nastává kmitání energie. Toto kmitání je podobné jako kmitání uzavřeného okruhu se soustředěnou induk-

ností a kapacitou. V okamžiku, kdy napětí na vedení je největší, je proud nulový a celá energie je soustředěna v elektrickém poli. Za další $\frac{1}{4}$ doby trvání kmitu klesá napětí na nulu, proud stoupá do maxima a celá energie je soustředěna v magnetickém poli. Za další $\frac{1}{4}$ doby trvání kmitu se energie opět převádí do elektrického pole a proces se znova opakuje. Na obr. 8 je vyznačeno rozdělení proudu i napětí pro několik významných případů vedení. Pro jednoduchost uvažujeme, že vnitřní odpor generátoru je velmi malý. Jak jsme viděli, na konci otevřeného vedení nastává vždy napěťová kmitna a proudový uzel. Naproti tomu na svorkách generátoru může mít jak proud, tak i napětí různé hodnoty, závislé na délce vedení. V souvislosti s tím se mění i velikost vstupního odporu vedení v širokých mezích.

V případě, kdy délka vedení je kratší než čtvrtina délky vlny (případ A), mají jak proud, tak i napětí určitou hodnotu. Při tom jsou vzájemně fázově otočené o 90° . Vstupní odpor vedení je v tomto případě jalový. Vedení se v tomto případě chová jako kondensátor. Jinými slovy – dva krátké vodiče, připojené ke generátoru představují kondensátor. Tento stav je vyznačen i na ekvivalentních zapojeních v pravé části obrázku. V důsledku velkého odporu na vstupu vedení není ani velikost protékajícího



Obr. 8.

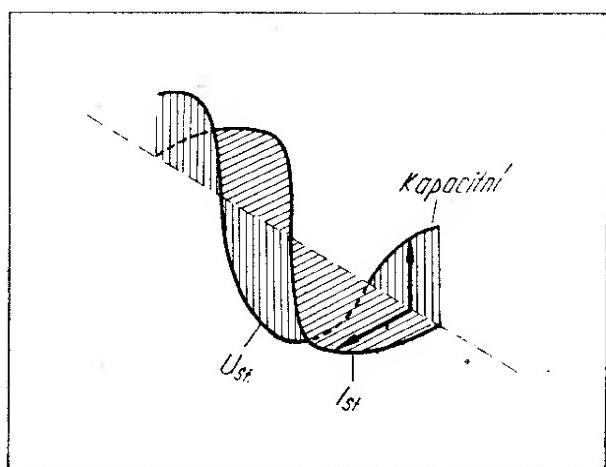


Obr. 9.

proudů příliš veliká a napětí na konci vedení se příliš neliší od napětí na začátku vedení.

Jakmile vedení prodloužíme na $\frac{1}{4}$ délky vlny, vznikne na začátku vedení uzel napětí a kmitna proudu (případ B). Pak je vstupní impedance vedení $Z_{vst} = U : I = 0$ a generátor pracuje do úplného skratu. V tomto případě napětí na vedení, úměrné proudu, dosahuje největší hodnoty a nastává stav napěťové resonance. Možno tedy označit čtvrtvlnné otevřené vedení za odpovídající seriovému resonančnímu obvodu. Jak známo, takovýto obvod má při resonanci nejmenší, čistě ohmický odpor. Proto je velikost proudu na něm při resonanci největší. Ideální seriový obvod má při resonanci nulový odpor podobně jako vstupní odpor ideálního $\frac{\lambda}{4}$ otevřeného vedení. Na praktickém vedení, které má ztráty, není vstupní impedance rovna zcela nule. Pouze jalová složka se při resonanci vzájemně vyrovnává a Z_{vst} nabývá čistě ohmickou hodnotu. Hodnota Z_{vst} pak odpovídá pouze ztrátám na vedení.

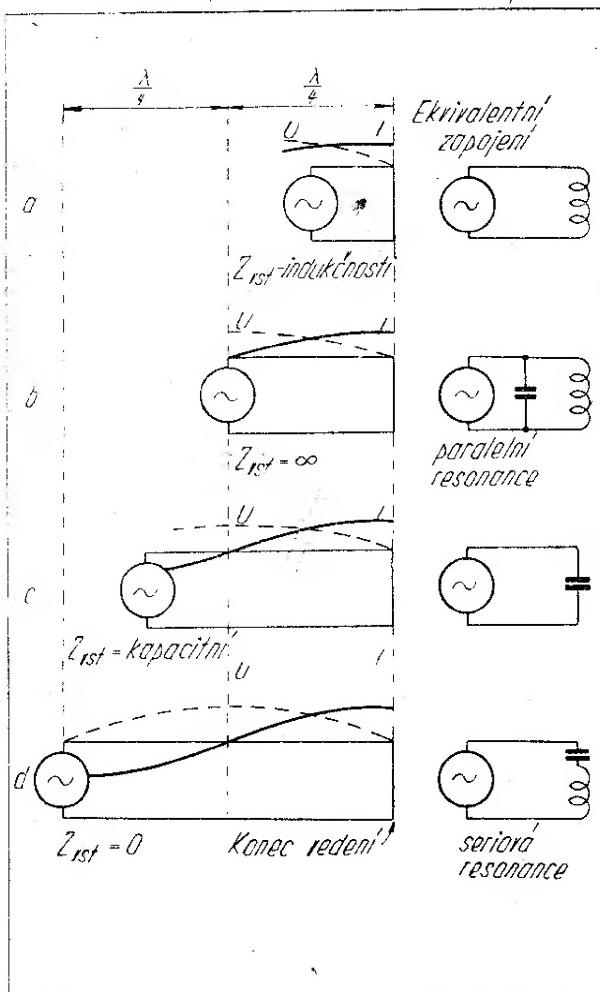
Stejně tak i ve vzdálenosti větší než $\frac{1}{4}$ délky vlny se vstupní odpor vedení stává jalovým, a to tentokrát induktivně. Názorně nám to vysvětlí obr. 9. Proud i napětí kmitají sinusově ve dvou rovinách kolmých na sebe. V případě, kdy délka vedení je kratší než $\frac{1}{4}$ délky vlny, předbíhá proud před napětím (u vedení s otevřeným koncem). Ve vzdálenosti



Obr. 10.

větší než $\frac{1}{4}$ délky vlny, ale menší než $\frac{1}{2}$ délky vlny, nastává obrácený stav. Tentokrát proud je o 90° zpožděný za napětím. Po době $\frac{1}{2}$ doby trvání jednoho kmitu se maximální amplituda proudu u konce vedení přemisťuje do opačné polohy, t. j. doleva a napětí při tom přechází u konce vedení z dolní polohy do horní (obr. 10). Proud tedy i nadále si zachovává stejnou vzájemnou polohu k napětí jako v okamžiku, který je vyznačen na obrázku 9.

Jakmile délka vedení se rovná $\frac{1}{2}$ délky vlny (případ d - obr. 8), pak napětí na začátku vedení je největší a rovná se napětí generátoru na prázdro. Proud na začátku vedení je nulový. V takovémto případě vstupní odpor vedení je nekonečně veliký. V důsledku ztrát na vedení není vstupní odpor vedení nekonečně veliký, ale má vysokou hodnotu



Obr. 11.

a jeví se jako čistě ohmický odpor. V tomto případě nastává proudová resonance, podobná resonanci paralelního okruhu, tak jak je uvedena v ekvivalentním zapojení na obr. 11.

Je jasné, že všechny uvedené případy mohou nastat i při konstantní délce vedení a při změnách délky vlny generátoru. Pak seriové resonance nastává tehdy, když na vedení vznikají liché násobky $\frac{1}{4}$ délky vlny ($\frac{1}{4}, \frac{3}{4}, \frac{5}{4} \lambda$). Vedení jako resonanční obvod může kmitat na mnohých kmitočtech. Tím se vedení liší od jednoduchého resonančního okruhu, který má jenom základní resonanční kmitočet.

Je třeba si uvědomit, že při délce vlny $\lambda/2$ nebo sudém násobku $\lambda/4$ nastává na vstupu vedení stejný vstupní odpor, jakým je konec vedení zatížen. Při délce vedení odpovídajícím lichým násobkům $\lambda/4$, je vstupní odpor rovný 0, t. zn., má hodnotu odpovídající převratné hodnotě odporu na konci vedení. Toto je důležitý poznatek. Vstupní odpor vedení dosahuje hodnot závislých od velikosti zatěžovacího odporu R , připojeného ke konci vedení. Vedení dlouhé celý počet půl-vln nemění velikost odporu připojeného na konec vedení. U takového vedení je vždy $Z_{vst} = R$. Čtvrtvlnné vedení naproti tomu mění velký zatěžovací odpor na konci vedení v malý odpor na začátku a naopak.

Druhý mezní případ vzniku stojatých vln nastává, je-li konec vedení skratovaný. Zatěžovací odpor $R = 0$. Také u tohoto případu se celá převáděná energie odráží a na vedení vznikají stojaté vlny. Jediný rozdíl spočívá v tom, že rozložení proudu a napětí je posunuté o $\frac{1}{4}$ délky vlny blíže ke konci vedení. Je jasné, že na konci vedení je napětí nulové, t. j. jinými slovy, že na konci vedení nastává uzel napětí. U stojaté vlny nastává vždy proudové maximum v místě nulového napětí a naopak. To znamená, že na konci zkratovaného vedení nastává maximum (kmitna) proudu. Také v tomto případě má vedení různý charakter, podle toho, v jaké vzdálenosti od konce připojíme generátor. Tyto různé případy jsou opět uvedeny na obr. 11. Při délce vedení kratším než $\frac{1}{4}$ délky vlny má vedení induk-

tivní charakter. Tento stav si můžeme představit lépe, uvažujeme-li, že vedení představuje jediný obdélníkový závit, který má určitou indukčnost. V případě, kdy délka vedení odpovídá $\frac{1}{4}$ délky vlny, nastává při zkratovaném konci vedení paralelní resonance. Obdobně i při ostatních délkách vedení nastávají jevy, které jsme již poznali u vedení otevřeného. Stejně tak tomu bude i když po necháme délku vedení stálou, neměnnou a budeme měnit kmitočet generátoru. Také v tomto případě nalezneme celou řadu kmitočtů, jak základního, tak i harmonických, při kterých nastane resonance.

Zatížení vedení různými odpory

Velmi důležitý je případ, kdy konec vedení zakončíme odporem různé velikosti, tak jak je to uvedeno na obr. 12. Na rozdíl od předešlých obrázků, uvádíme zde pouze velikost napětí bez ohledu na změnu polarity, která nastává. Takovéto napětí ukazuje voltmetr nebo indikátor střídavého napětí, který připojíme k různým místům vedení. Pro jednoduchost není uvedená křivka proudu. Jako i v předešlých případech uvažujeme, že vedení je ideální a vnitřní odpor generátoru je mnohem menší než vlnový odpor vedení. Pokud se zatěžovací odpor rovná vlnovému odporu vedení, šíří se po vedení postupující vlna, přenášející energii z generátoru k zatěžovacímu odporu. Napětí na vedení je vše stejné (případ A). V případě, kdy vedení je otevřené (náčrtek B) nebo zkratované (náčrtek D), nastává stojatá vlna a podél vedení se objevují uzly a kmitny napětí. Přitom u otevřeného vedení je kmitna napětí na konci vedení a u zkratovaného vedení uzel napětí. Na témže obrázku jsou uvedeny případy, kdy R je větší než vlnový odpor, ale není nekonečně veliký. Pracovní stav vedení v tomto případě je někde uprostřed mezi stavem při přenosu postupující vlny a stavem s vlnou stojatou. Na vedení nastávají vlny kombinované. Jelikož R na konci vedení neodpovídá plně vlnovému odporu, spotřebovává se pouze část přicházející energie. Zbývající část energie se vrací zpět vlnou odraženou. Na ve-

dení máme mimo stojaté vlny ještě i postupující vlnu, přenášející energii od generátoru k zatěžovacímu odporu. Protože amplituda odražené vlny je menší než amplituda postupující vlny, je výsledné napětí na vedení v uzlech větší než nulové. Hodnota napětí U_{min} se rovná rozdílu napětí přicházející vlny (postupující) a odražené. Stejně tak i v místech maxim nastává napětí U_{max} rovné součtu těchto napětí, je však menší než dvojnásobek přicházející přímé (postupující) vlny. Čím je hodnota R bližší hodnotě Z_0 , tím více se pracovní stav vedení blíží k pracovnímu stavu s postupující vlnou. Tím je také menší rozdíl mezi U_{max} a U_{min} . Veličina, která charakterizuje stav na vedení se nazývá koeficientem stojatých vln a bývá ozna-

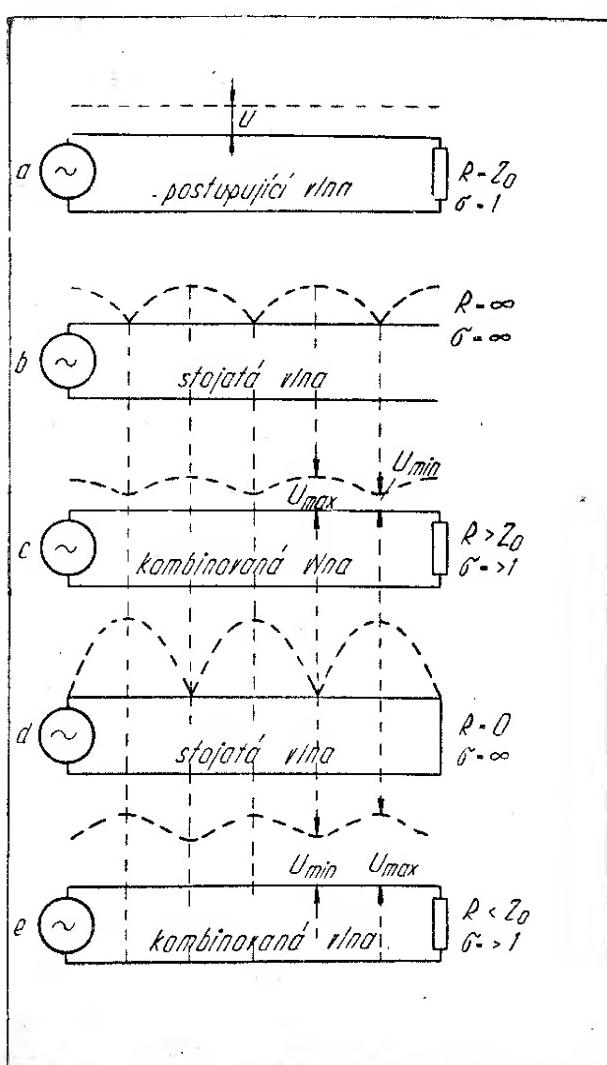
čována řeckým písmenem σ (sigma).

Koeficient stojatých vln

$$\sigma = \frac{U_{max}}{U_{min}}.$$

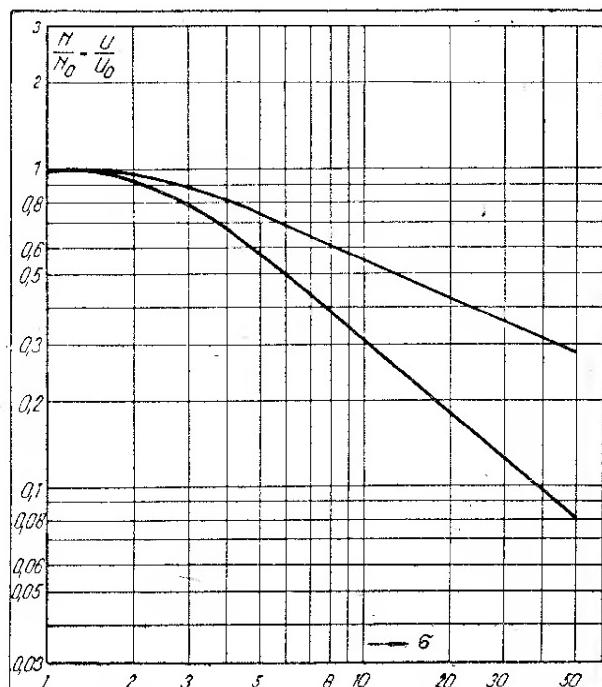
Ideální stav nastává při poměru stojatých vln rovném 1. V tomto případě $R = Z_0$. Koeficient stojatých vln σ odpovídá současně i poměru $\frac{R}{Z_0}$ (nebo $\frac{Z_0}{R}$) podle toho, je-li R větší nebo menší než vlnový odpor vedení. Mezní případ otevřeného nebo zkratovaného vedení nastává, je-li R nekonečně veliké nebo nekonečně malé. V tomto případě poměr stojatých vln se stává nekonečně velikým (theoreticky).

Vyplývá z toho, že není-li odporník zátěže rovný vlnovému odporu vedení, pak užitečný výkon v zátěži bude menší. Protože část energie se vraci s odraženou vlnou zpět ke generátoru je i výkon, odevzdávaný zátěži, menší. Přesto zmenšení výkonu se změnou velikosti zátěžového odporu neprobíhá ostře a proto odchylka od stavu čistě postupující vlny je přijatelná. Tak na př. je-li odpor zátěže 2× tak velký jako charakteristická impedance vedení, t. zn., když σ se rovná



Obr. 12.

16



Obr. 13.

2, pak je odražený výkon 11 % z celkového výkonu přenášeného postupující vlnou. Výkon na zátěži je tedy pouze 89 % z max. možného výkonu. Závislost napětí nebo výkonu od velikosti poměru stojatých vln je uvedena na obr. 13. Plochá křivka představuje poměr napětí na zátěžovém odporu k max. možnému a strmější křivka velikost výkonu předávaného vedením zátěžovému odporu pro různé hodnoty poměru stojatých vln σ .

Uvedené platí i pro případ připojení generátoru s určitým vnitřním odporem k vedení o jiném vlnovém odporu. Nesouhlasí-li přesně vlnový odpór generátoru s vlnovým odporem vedení, pak nastává i zde pokles přenášeného výkonu, je-li navíc ještě vedení připojeno na zatěžovací odpor, který také nesouhlasí s vlnovým odporem vedení, pak se ztráty sčítají. Vidíme tedy, jak důležité je při dálkovém příjmu, kde počítáme s každým sebemenším zvýšením výkonu přijímaného signálu, správné přizpůsobení antény ke svodu, jakož i přizpůsobení vstupu přijimače na antenní svod.

Různá provedení napaječů (vedení)

Prakticky používaná napájecí vedení se od sebe liší jak konstrukcí, tak i způsobem činnosti. Napaječe, na kterých se v pracovním stavu vytvářejí stojaté vlny (nebo lépe řečeno kombinované vlny), se používají pouze tehdy, je-li délka svodu poměrně malá. Na př. $1/4$ délky vlny, nebo $1/2$ délky vlny. Takovéto napaječe se používají pro rozdělení energie mezi jednotlivými prvky složitých směrových anten. Jakmile je délka napaječe značná, pak musí pracovat ve stavu postupující vlny.

Vedení s postupující vlnou má celou řadu předností. Ztráty energie na něm jsou menší a proto je i účinnost vyšší. Toto je obzvlášť důležité při značné délce vedení. Vysvětluje se to tím, že jak napětí, tak i proudy jsou v případě postupující vlny menší než při vlně stojaté. Důležité je dále, že při vedení s postupující vlnou je generátor zatížen stálým a čistě ohmickým odporem, odpovídajícím vlnovému odporu vedení. Tento vlnový odpór vedení nezávisí na jeho délce. Proto vedení s postupující vlnou může mít libovolnou délku, nezávislou na

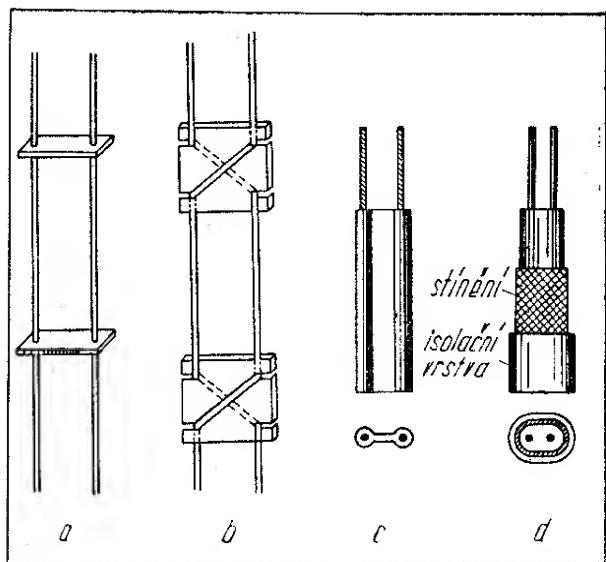
délce přenášené vlny. Vedení přenáší maximální možnou část energie.

Na vedení se stojatou vlnou jsou energetické ztráty vyšší a účinnost vedení je menší než u vedení s postupující vlnou. Proto se takováto vedení při větších vzdálenostech nepoužívají. Délka vedení, na kterém se vytváří stojatá vlna, musí mít přesně vymezenou délku. Obvykle bývá celým násobkem, ať již lichým nebo sudým $1/4$ délky vlny.

Používají se 2 základní typy vedení: vedení ze dvou paralelních vodičů, které krátce nazýváme dvoudrátové vedení nebo také symetrické, a vedení souosé, koaxiální. Nejjednodušší je dvoudrátové vedení. Předností dvoudrátového vedení je i symetričnost, která je v některých případech nutná, na př. je-li vedení připojeno na symetrický vstup přijimače a na symetrickou antenu. Nedostatkem dvoudrátového vedení je vlastnost přijímat a vyzařovat vlny. Je to t. zv. antenní efekt. Proud v obou vodičích dvoudrátového vedení mají protichůdný směr, magnetická pole se mají vzájemně kompensovávat a bylo by možné očekávat, že takovéto vedení nevyzařuje vlny do prostoru. V praxi přesto nastává jisté vyzařování. Objasňuje se to tím, že kompenrace magnetických polí obou vodičů je neúplná. Čím větší je vzdálenost mezi oběma vodiči, tím více vedení vyzařuje. V takovémto případě vedení taktéž přijímá vlny. Vlnový odpór dvoudrátového vedení závisí na vzdálenosti středu vodičů k průměru vodiče. V tabulce 1 jsou uvedeny hodnoty vzdušného vedení pro různé poměry vzdálenosti vodičů b k průměru vodiče d .

Tabulka I.

b/d	$Z_{o-v} \Omega$	b/d	$Z_{o-v} \Omega$
1,5	132	15	407
2	166	20	442
2,5	193	25	469
3	214	30	491
4	249	40	525
5	276	50	552
6	298	75	600
8	332	100	635
10	359	150	684
12	379	200	716

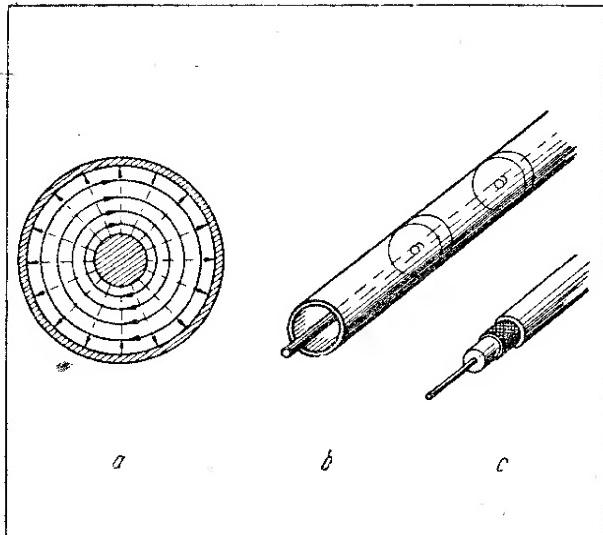


Obr. 14.

Dvoudrátová vedení obvykle používaná v televizi jako svodový materiál mívají isolační můstek, který současně tvoří isolační obal kolem vodičů. Přítomnost dielektrika mezi oběma vodiči zmenšuje vlnový odpor vedení a má za následek vyšší ztráty, zvláště když dvoudrátové vedení je pokryto špinou, sazemi nebo navíc ještě zvlhne. Antenní efekt dvoudrátového vedení lze odstranit dodatečným stíněním. Takováto vedení se však vyskytuje v normální praxi zřídka kdy (viz obr. 14d).

Z hlediska ztrát je nejvhodnější vzdušná dvoudrátová linka podle obrázku 14a nebo 14b, tažená na sloupech, podobně jako telefonní vedení. Impedance takového vedení je poměrně vysoká a bývá asi 600 ohmů (viz tab 1). Jak uvidíme později, hodí se takovéto vedení jako svod pro kosočtverečnou antenu především v místech, kde délka svodu přesahuje 50 m.

Druhý nejčastěji používaný napaječ je t. zv. souosý (koaxiální) kabel. Požůstává z vnitřního vodiče, kolem kterého je umístěn vnější vodič v podobě trubky. U ohebných kabelů je tento vnější vodič z drátěného pletiva. Toto pletivo je navíc ještě isolované vrstvou isolačního materiálu. Isolace mezi vnitřním vodičem a vnější trubkou bývá nejčastěji polyethylenová, může však být provedena z kteréhokoliv jiného kvalit-



Obr. 15.

ního isolačního materiálu, jako na př. z keramických korálků nebo keramických válcových vložek atd.

Souosý kabel je svodem nesymetrickým. Svým provedením je složitější a dražší než dvoudrátové vedení. Na druhé straně vykazuje řadu předností. Ztráty vyzařováním u souosého kabelu jsou prakticky zanedbatelné. Elektromagnetické pole se nalézá pouze uvnitř vedení. Na obr. 15a představují silné kružnice magnetické pole a čárkováné přímky elektrické pole. Vnější vodič při tom plní současně úlohu stínění. Další důležitou předností je, že vysokofrekvenční proudy na vysokých kmotocích procházejí pouze po vnitřní straně vnějšího vodiče. Vnější strana opletení kabelu nevede žádné vysokofrekvenční proudy.

Vlnový odpor souosého vedení závisí na poměru průměru D/d obou vodičů. Čím menší je tento poměr, tím větší je kapacita vedení a tím menší je také i vlnový odpor. Nejčastěji se setkáváme s koaxiálními kably, které mají standardní vlnový odpor (impedanci) 75Ω . V kořistném materiálu se vyskytovaly souosé kably o vlnovém odporu 60Ω . Výkonové kably mívají nejčastěji vlnový odpor 52Ω . Vlnový odpor souosého vedení lze změřit tím způsobem, že se změří indukčnost kousku kabelu, na př. 1 m dlouhého, na jednom konci zapojeného do krátku. Poté se tentýž kousek

kabelu rozpojí a změří se jeho kapacita. Vlnový odpor vypočítáme z rovnice

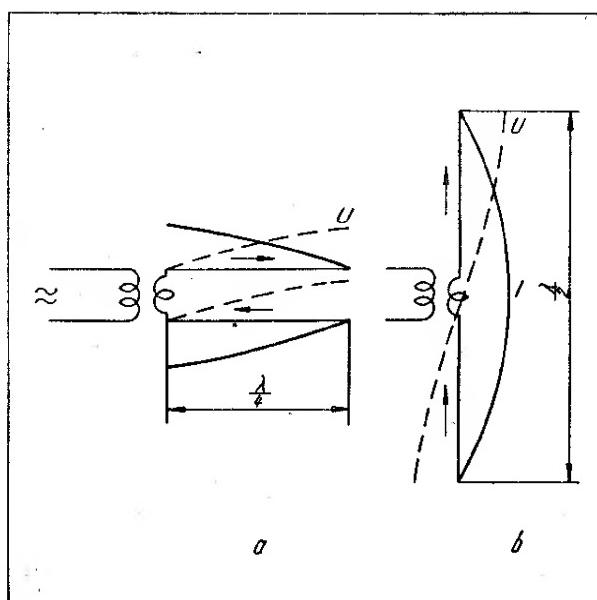
$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Půlvlnný dipól

Základním stavebním prvkem VKV anten je symetrický půlvlnný dipól. V zásadě představuje dipól otevřené čtvrtvlnné vedení, u něhož vodiče jsou rozevřeny do jedné přímky. Přechod od čtvrtvlnného dvoudrátového vedení k půlvlnnému dipólu je vyznačen na obr. 16. Většina vlastností dvoudrátového vedení, o kterých jsme hovořili již dříve, zůstává i u dipólu zachována. Na dipólu vznikají stojaté vlny, při čemž na koncích vodiče se vždy vytvářejí uzly proudu a kmitný napětí. Rozložení proudu a napětí na dipólu je stejné jako na vodičích dvoudrátového vedení. V závislosti na délce dipólu a délce vlny generátoru má vstupní odpor dipólu různé hodnoty. Při rezonanci je tento vstupní odpor čistě ohmický.

Rychlosť šíření elektromagnetických vln podél dipólu v praktické vzdálenosti od zemského povrchu je o něco menší než rychlosť světla. Proto resonance nastává v případě, kdy délka vodiče dipólu je o něco kratší než půl λ . Většinou bývá dipól kratší asi o 5 %, t. zn., že jeho délka činí asi 0,47 λ . V případě, kdy dipól je umístěn ve značné blízkosti země nebo různých jiných předmětů, je třeba jeho délku ještě více zkrátit.

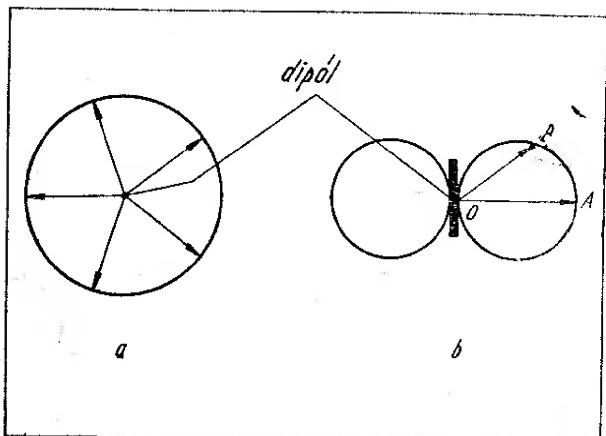
Hlavní rozdíl mezi dipólem a vedením spočívá v tom, že dipól dobře vyzařuje radiové vlny. Dvoudrátové vedení vyzařuje elektromagnetické vlny poměrně slabě, protože magnetické pole obou vodičů se z převážné většiny vzájemně vyrovnává v prostoru mezi vodiči. U dipólu jsou obě poloviny vodiče uložené v jedné přímce a proudy v obou polovinách jsou stejněho směru. Proto magnetická pole těchto dvou polovin dipólu se již vzájemně neodečítají, ale napopak sečítají.



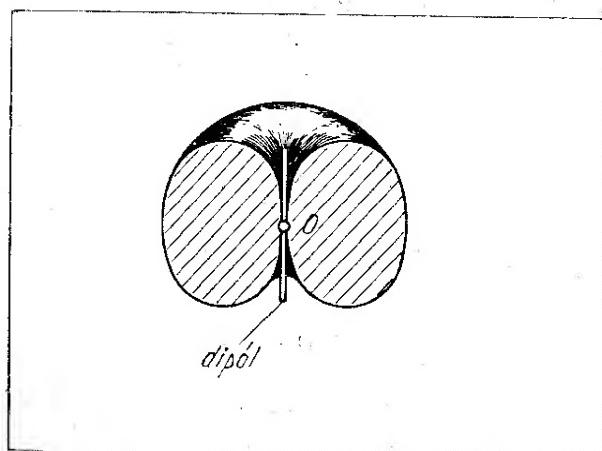
Obr. 16.

Množství energie, které dipól vyzařuje, se rovná ztrátám na čistě ohmickém odporu o hodnotě 73Ω , zapojeném v místě maxima proudu. Tento pomyslný odpor, který je rovnocenný odporu, na kterém by se spotřebovala stejná vyzařovaná energie, nazýváme vyzařovacím odporem dipólu (R_{vye}). Účinnost půlvlnného dipólu je poměrně vysoká a dosahuje hodnoty 90 % i více.

Na obr. 16b je rozložení napětí a proudu stojaté vlny na dipólu. Při rozboru museli bychom však úvažovat i postupující vlnu, která přenáší vodičem dipólu energii, jež je vyzařována. Vzhledem k složitosti celého procesu se všeobecně uvažuje, že na dipólu je pouze stojatá vlna. Půlvlnný dipól v rovině kolmě na vodič vyzařuje všemi směry stejně. Charakteristika, která znázorňuje toto rovnoramenné vyzařování, je kružnice, jejíž střed souhlasí se středem dipólu (obr. 17a). Velikost vyzářené síly pole je úměrná délce poloměru ze středu. Jelikož všechny poloměry jsou stejně dlouhé, je jasné, že tento směrový diagram nemá vyjádřenou směrovost. V rovině protínající osu dipólu je velikost síly pole v různých směrech vyjádřena křivkou připomínající osmičku. Každá polovina má tvar blízký kružnici (obr. 17b). Velikost síly pole v tomto případě je úměrná délce přímky spouštěné ze středu O .



Obr. 17.



Obr. 18.

na různá místa křivky. Je třeba mít na paměti, že délky přímek, na př. OA nebo OB , představují poměrnou sílu pole ve stejné vzdálenosti od dipólu, ale v různých směrech. Toto platí bez výhrady pro všechny směrové diagramy (směrové charakteristiky) anten.

Když vyzařovací diagram půlvlnného dipólu na obr. 17b otočíme kolem osy dipólu, obdržíme prostorovou směrovou charakteristiku, která svým tvarem připomíná kroužek (toroid). Tento prostorový diagram je naznačen na obr. 18. Libovolná přímka, vedená ze středu toroidu O k jeho povrchu, charakterizuje poměrnou velikost síly pole vyzařované uvažovaným směrem.

Jelikož u anten, složených z několika prvků, jsou prostorové diagramy velmi složité, uvažuje se obyčejně směrová charakteristika anten ve dvou hlavních směrech. Bývají to tak zv. horizontální, vodorovná vyzařovací charakteristika, která charakterizuje vyzařovací vlastnosti antény při pohledu z výšky na antenu, a vertikální vyzařovací charakteristika, která představuje vyzařovací vlastnosti v rovině kolmé procházející středem antény. Uložení přijímací antény závisí na poloze antény vysílací.

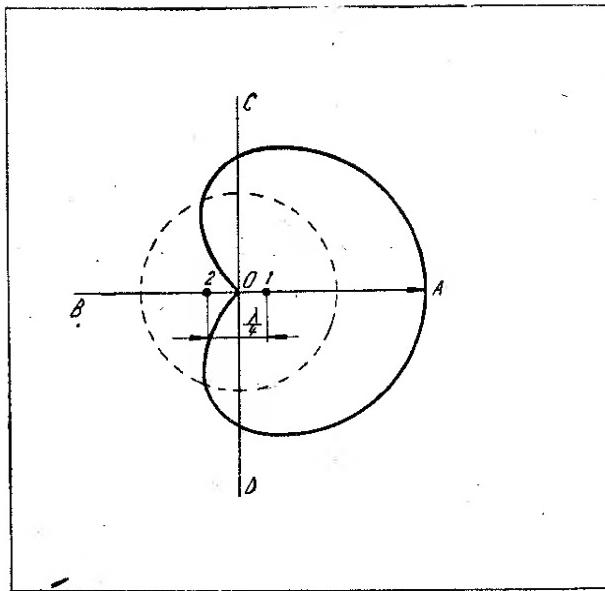
Polarisace antény závisí na směru elektrického pole. Při vodorovním vodiči se šíří elektrické pole vodorovně. Proto hovoříme o horizontální polariaci.

V praxi se směrové charakteristiky anten zdánlivě stejných vždy vzájemně poněkud liší, protože část vyzařované ener-

gie se odráží od různých blízkých překážek. Tyto odrazy působí i částečné stáčení polarisace.

V praxi bývá většinou žádáno, aby antena vysíala nebo přijímala hlavně z jednoho určitého směru. Přidáním dalšího prvku je možno dosáhnout příjmu usměrněného převážně na jednu stranu. Tento případ je uveden na obr. 19. Je to případ, kdy antena pozůstává ze dvou paralelně uložených zářičů, nalézajících se ve vzdálenosti $\lambda/4$. Proud v zářiči 1 je fázově zpozděn o 90° vůči proudu v zářiči 2. V tomto případě ve směru OA vlna ze zářiče 2 prochází vzdálenost rovnou $\lambda/4$. Nastává tím zpozdění fáze o 90° proti proudu v zářiči 2. Protože ale tato vlna je vyzařovaná dipólem, v němž proud předbíhá fázově o 90° oproti proudu v dipólu 1, pak v případě vlny postupující směrem OA nastává koincidence fáze a síla pole v tomto směru se zdvojnásobuje. V opačném směru vlna ze zářiče 1 je o 90° fázově zpozděná. Mimo to ve směru OB nastane ještě další zpozdění o 90° , takže proudy na dipólu 2 jsou fázově vzájemně otočené o 180° . Obě vlny se vzájemně potlačují a příjem v tomto směru není žádný.

Ve směru OC nebo OD jsou obě vlny vzájemně otočené o 90° . Výsledná síla pole je $1,4 \times$ větší než síla pole přijímaného jediným dipólem. Tímto způsobem se dosahuje vyzařovacího diagramu, které má maximum pouze v jednom směru. Výsledek je takový, že dipól 2 zdánlivě odráží vlny vyzařované dipólem



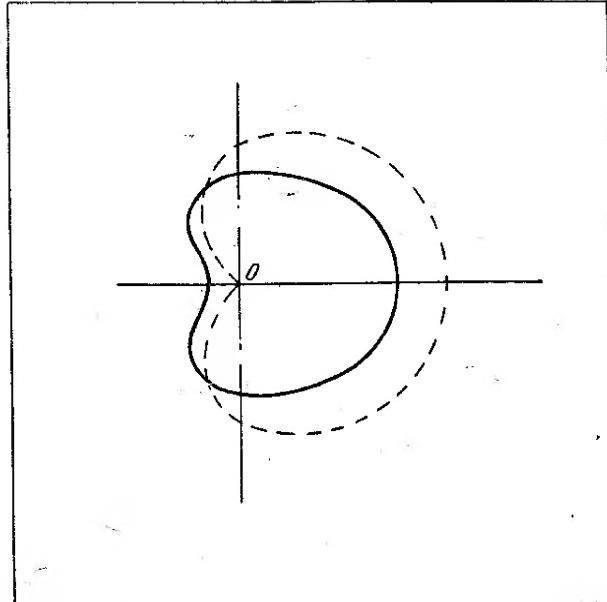
Obr. 19.

1. Proto nazýváme dipól 1 zářičem a dipól 2 zrcadlem nebo reflektorem.

Přivádí-li se energie z generátoru napaječem jak k zářiči, tak i k reflektoru, nazýváme v tomto případě reflektor aktivním. Takovéto reflektory se používají pouze u speciálních složitých anten. Většinou v přijimačové praxi se používá pasivního reflektoru. Je to dipól, který není galvanicky spojen se zářičem. Jeho délka je o něco větší než délka dipolu pracujícího jako zářič.

Pasivní reflektor přijímá část energie, vyzařované zářičem. Toto vlnění prochází vzdálenost rovnou $\lambda/4$. V důsledku toho nastává zpoždění fáze o 90° . Elektromotorická síla indukovaná v reflektoru je o dalších 90° zpožděná za polem, které ji budilo. Protože délka reflektoru je větší, než je třeba pro stav resonance, je vstupní odpor reflektoru induktivní (stejně jako otevřené vedení s délkou větší než $1/4$ délky vlny). V tomto případě je proud zpožděn o dalších 90° za elektromotorickou silou. Výsledek je ten, že proud v reflektoru je zpožděn proti proudu v zářici přibližně o 270° , což odpovídá fázovému předbíhání o 90° .

A toto je, jak jsme již vysvětlili, podmínkou pro dosažení směrové charakteristiky zaměřené na protilehlou stranu reflektoru.



Obr. 20.

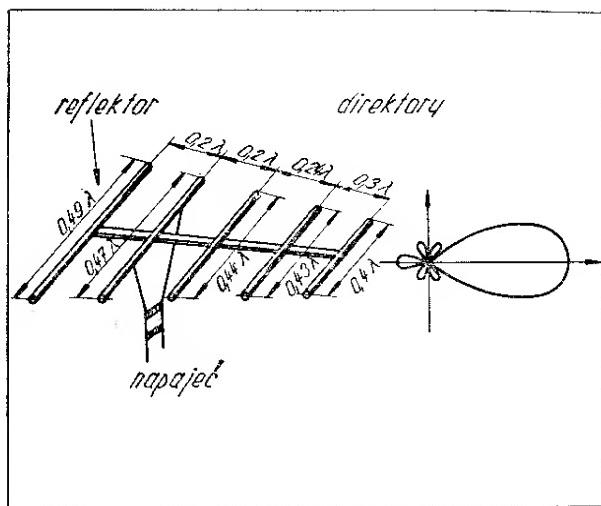
Je jasné, že pasivní reflektor pracuje o něco hůř než aktivní. Proud, který se v něm vybudí, je menší než proud v zářici a stočení fáze není přesně 90° . V důsledku toho směrová charakteristika odpovídá přibližně stavu, vyznačenému na obr. 20. Jak patrno, s pasivním reflektorem se nedosahuje zdvojení síly pole ve směru největšího vyzařování a nepotlačuje se úplně vyzařování na protilehlou stranu. V praxi se volí délka reflektoru a vzdálenost mezi reflektorem a zářičem taková, aby vyzařování ve směru reflektoru bylo co nejmenší a ve směru zářiče co největší.

Je možný ještě druhý způsob připojení anteny. Budeme-li přivádět energii z generátoru k dipolu 2 (obr. 19) a provedeme-li zářič 1 jako pasivní za současného zkrácení jeho délky o 5 %, obdržíme směrovou charakteristiku podobnou směrové charakteristice na obr. 20. V takovémto případě je dipól 2 zářičem a dipól 1 nazýváme direktorem. To proto, že usměrňuje vyzařování energie na svou stranu. Činnost direktoru se vysvětluje následujícím způsobem: vlna vyzařovaná zářičem prochází k direktoru vzdálenost rovnou $1/4$ délky vlny. Proto také se fázově opozdí o 90° . Elektromotorická síla na direktoru je zpožděna o dalších 90° . Avšak proud buzený touto elektromotorickou silou ji předbíhá

o 90° , protože kratší direktor má vstupní odpor kapacitního charakteru (podobně jako čtvrtvlnné otevřené vedení délky menší než $\frac{1}{4}$ délky vlny). V důsledku toho proud v direktoru je zpožděn přibližně o 90° proti proudu v zářiči a směrová charakteristika směřuje směrem od zářiče k direktoru.

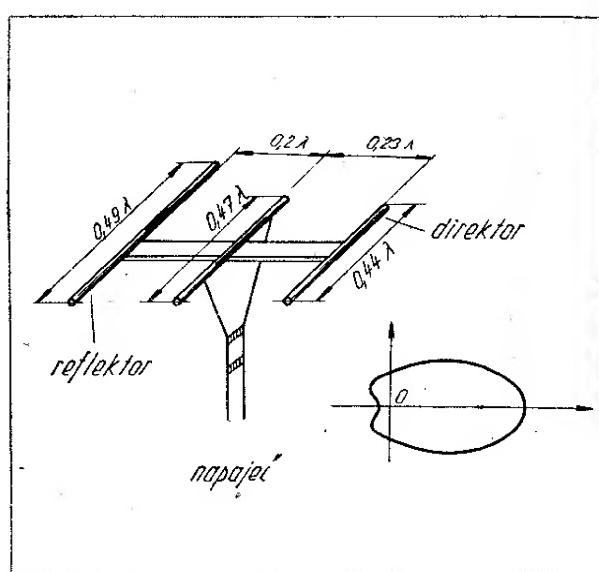
Kombinací obou těchto možností uspořádání antény vznikla t. zv. tříprvková anténa, kterou vidíme na obr. 21. V případě použití většího počtu prvků vzniká víceprvková anténa, na př. obr. 22.

Ostřejší směrovosti lze dosáhnout pomocí t. zv. soufázových anten. Pozůstávají z několika prvků, v nichž proudy jsou vefázi. Počet reflektorů je stejný jako zářičů. Nejjednodušší taková anténa, pozůstávající ze 4 prvků je uvedena na obr. 23. Na tomto obrázku je současně uvedena i směrová charakteristika kolmá na osu dipólů (t. zv. ekvatoriální charakteristika). Pro případ horizontální polarisace odpovídá směrová charakteristika vertikálnímu vyzařovacímu diagramu). Zářiče 1 a 3 jsou umístěny ve vzdálenosti poloviny délky vlny nad sebou. Jsou napájeny takovým způsobem, že proudy v nich jsou ve fázi. V tomto případě se směrová charakteristika změní proti směrové charakteristice, kterou jsme uvažovali na obr. 19. Výsledná směrová charakteristika pro dvě napájené antény

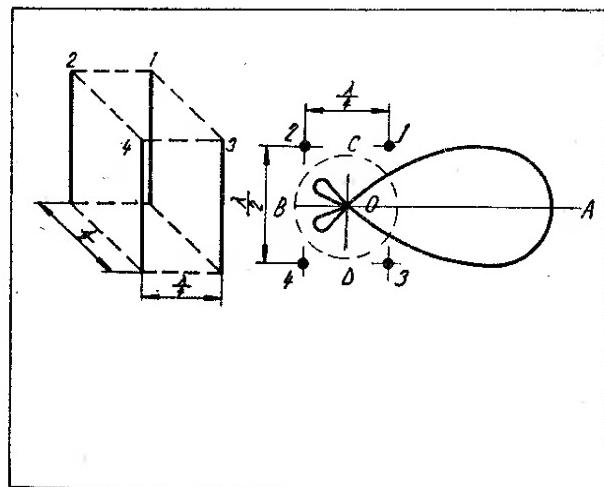


Obr. 22.

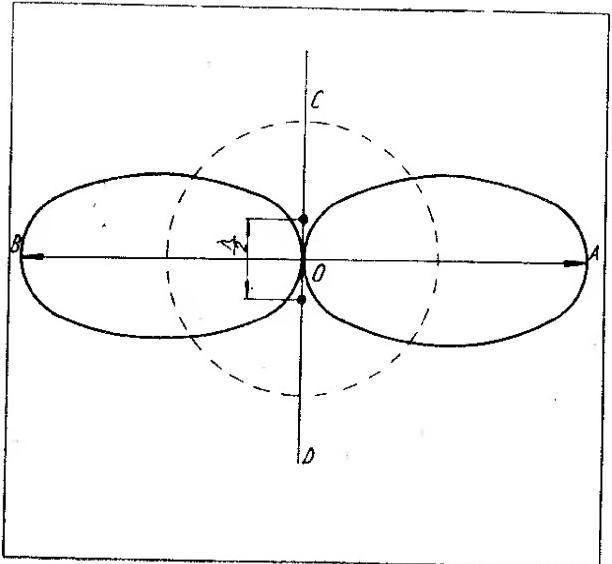
bez reflektorů, umístěné nad sebou, je na obr. 24. Avšak vyzařování energie na jednu stranu je potlačováno pomocí reflektorů 2 a 4 (obr. 23), které jsou umístěny ve vzdálenosti $\frac{1}{4}$ délky vlny od zářičů 1 a 3. V důsledku toho maximum vyzařování je pouze v jednom směru OA a je asi $4 \times$ větší než u jednoduchého dipólu. Směrová charakteristika jednoduchého dipólu je na obr. 23 vyznačena čárkovaným kruhem. Zvětšováním počtu dipólů je možné učinit směrovou charakteristikou ještě ostřejší. Důležité však je, aby počet antenních soustav umístěných vedle sebe nebo nad sebou (v patrech) byl sudý a celkový počet prvků byl násobkem 4. Neodpovídá-li celkový počet prvků tomuto požadavku,



Obr. 21.



Obr. 23.



Obr. 24.

nebude směrová charakteristika vykazovat potlačení vyzařování v bočních směrech OC a OD .

Nedostatkem složitých soufázových anten jsou t. zv. boční lalůčky ve vyzařovací charakteristice. Za obvyklých podmínek tato boční maxima vyzařování (lalůčky) nepůsobí zvláštní potíže. Je však třeba mít na paměti, že zvětšování počtu antenních soustav nad sebou zlepšuje směrovost pouze ve směru svislému. Má-li být zlepšena směrovost i v rovině procházející podélně osou dipolu, je třeba

zvětšovat počet prvků podél přímky procházející od antény k vysílači. U antény, která má mít dobrou směrovou charakteristiku jak v horizontálním, tak vertikálním směru, je třeba zvyšovat počet prvků v obou směrech. Nejjednodušší anténa, která má tyto vlastnosti, se skládá ze čtyř zářičů a stejného počtu reflektorů. Prostorové umístění takovéto antény je prakticky rovnocenné, provede-li se způsobem vyznačeným na obr. 25 nebo 26. Na obr. 26 je vyznačena ještě prostorová směrová charakteristika takovéto antény. Vidíme, že hlavní směr, ve kterém probíhá vyzařování nebo příjem energie, má protáhlý kapkovitý tvar.

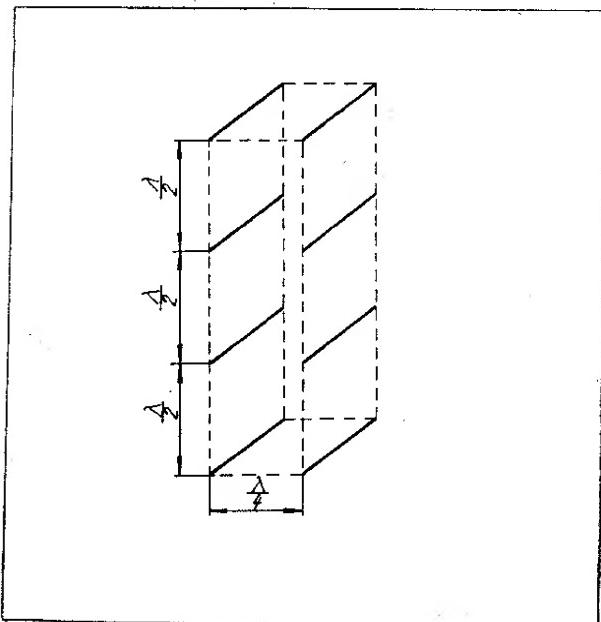
Připojení svodu k anténě

U nejjednodušších VKV anten je vyzařovacím prvkem jediný dipól. Složitější anteny mají několik prvků. Pro přesné nastavení délky dipolu na požadovanou vlnu musí jeho délka odpovídat délce l z rovnice

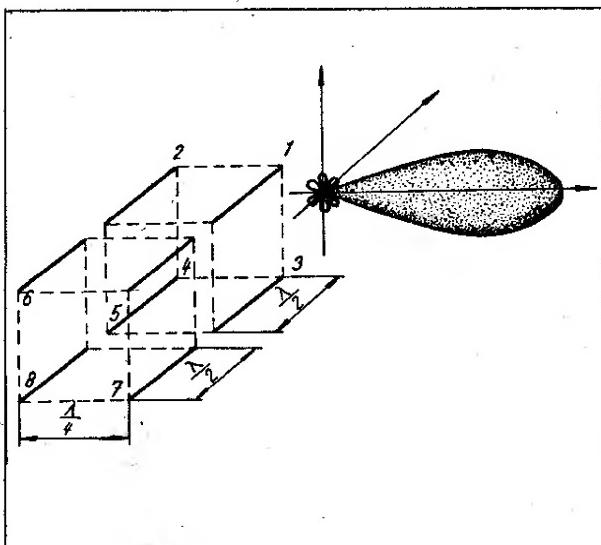
$$l = k \frac{\lambda}{2}$$

k zde značí zkracovací koeficient, který závisí na poměru délky vlny k průměru vodiče zářiče λ/d . Hodnoty zkracovacího koeficientu jsou uvedeny v tab. č. 3.

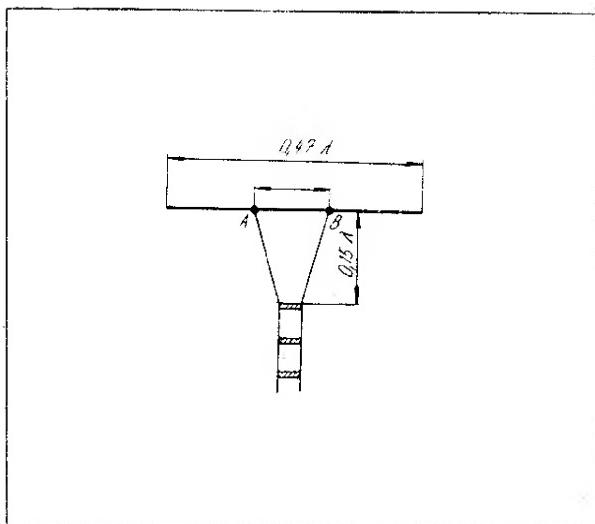
Je třeba pamatovat, že zářič, zhodovený z tenkého vodiče, má vysokou ja-



Obr. 25.



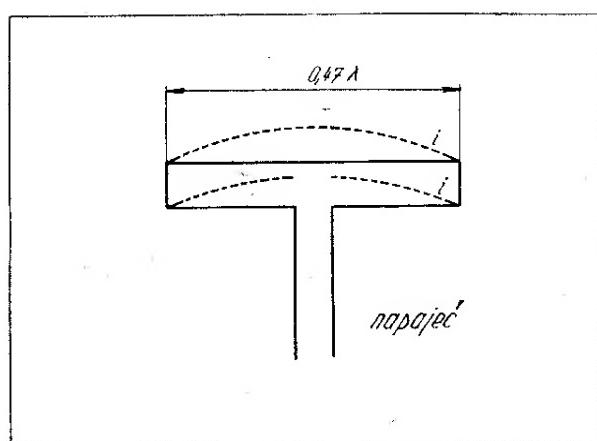
Obr. 26.



Obr. 27.

kost Q a tedy i úzké pásmo propouštěných kmitočtů. Při příjmu televizních pořadů máme co dělat se širokopásmovým signálem, takže nelze volit průměr vodičů zářiče příliš malý. Obvykle se používá trubek o \varnothing 10 až 30 mm.

Ať již stavíme antenu jakkoliv provedenou, je důležité zajistit správné napájení celého antenního systému. Nejjednodušší případ, kdy připojujeme jednoduchý zářič na dvoudrátové vedení, je vyznačen na obr. 27. Dvoudrátové vedení je připojeno k zářiči v místech A i B. Tato místa jsou poněkud vzdálena od středu dipolu, kde je maximum proudu a přibližují se koncům, kde je maximum napětí. Uprostřed dipolu je vlnový odpor přibližně 75Ω . Místa A i B volíme tak, aby vlnový odpor mezi těmito body odpovídal vlnovému odporu dvoudrátového napaječe. Část napájecího dvoudrátu pracuje jako impedanční transformátor a přizpůsobuje vlnový odpor svodu vlnovému odporu antény. Tento způsob připojení napaječe se nazývá delta-transformátorem. Čím více vzrůstá vzdálenost mezi vodiči v bodě AB, tím více stoupá i vlnový odpor mezi těmito body.

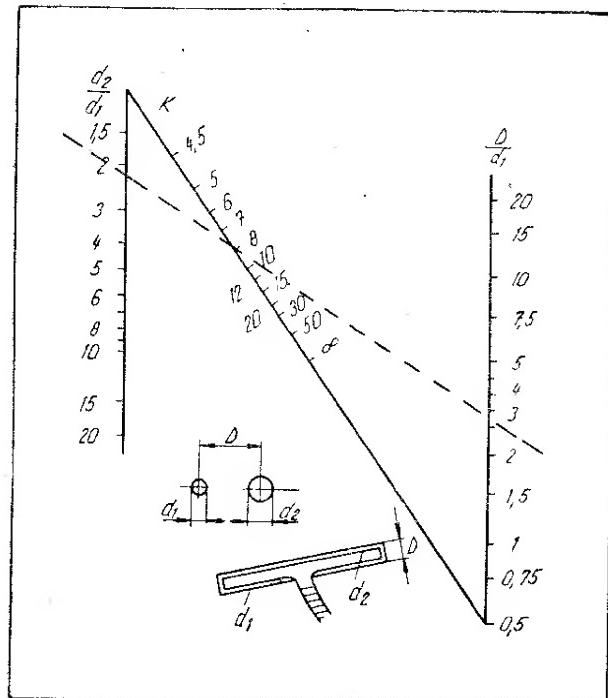


Obr. 28.

Široké uplatnění nalezl t. zv. skládaný dipol. Je to antena, která pozůstává ze dvou půlvlnných dipolů, umístěných blízko sebe a vzájemně na koncích spojených (obr. 28). Vzdálenost mezi zářiči u skládaného dipolu musí být mnohem menší než délka samotných zářičů. Proud v obou zářičích má stejný směr a proto takovýto dipol odpovídá dipolu, ve kterém protéká dvojnásobný proud. Vyzárovací odpor a tím i vstupní vlnový odpor je přibližně $4 \times$ větší než u jednoduchého dipolu a činí přibližně 300 ohmů. Při této hodnotě vstupního vlnového odporu je možné snadno dosáhnout přizpůsobení s dvoudrátovým svodem, který sám o sobě má vlnový odpor 300 ohmů. Uspořádání antény podle obr. 28 má ještě další výhodu. Umístění dvou zářičů do vzájemné blízkosti se zvětšuje šířka pásmá, přijímaného antennou. Vstupní odpor skládaného dipolu je možné do značné míry zvětšit, když vodiče obou zářičů jsou různého průměru. Hodnotu vstupního odporu skládaného dipolu s různým průměrem vodičů je možné odečíst z nomogramu obr. 29. Na levé svislé ose se odečítá poměr průměru vrchního zářiče d_2 k průměru spodního zářiče d_1 . Na pravé

Tab. 3. Hodnoty zkracovacího koeficientu.

λ/d	20	40	100	200	400	1000	2000	4000	10 000
k	0,925	0,942	0,956	0,962	0,967	0,970	0,972	0,975	0,978

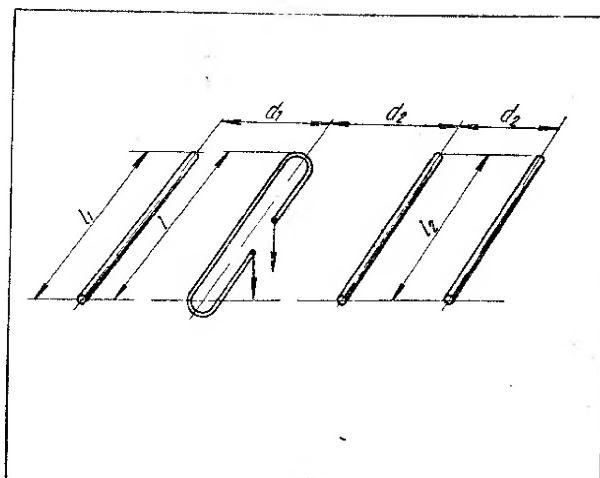


Obr. 29.

svislé ose je vynesen poměr vzdálenosti obou zářičů k průměru d_1 . Spojením dvou známých bodů na svislých osách přímkou, obdržíme v průsečíku této přímky s nakloněnou osou hodnotu koeficientu k , který nám udává, kolikrát je vstupní odpor skládaného dipolu větší než vstupní odpor jednoduchého půlvlnného dipolu. Je jasné, že lze tímto způsobem získat na př. odstup D , známeli poměr průměru d_2 ku d_1 a velikost vstupního odporu Z_{vst} .

V praxi se nejčastěji používá antena s reflektorem a direktory, u které je použit obyčejný půlvlnný dipol nebo skládaný dipol (obr. 30). Výpočet takovýchto anten je velmi obtížný. Proto je nejlépe používat orientačních hodnot, které dále uvedeme. Pro dosažení nejlepších výsledků je pak třeba antenu seřídit zkusmo, při čemž se charakter vyzařovacího diagramu měří pomocí indikátoru síly pole.

Zavedení pasivních dipolů, reflektorů a direktorů zmenšuje vstupní odpor antény. Čím menší jsou vzdálenosti mezi jednotlivými prvky, tím menší je vstupní odpor antény. Vzdálenost mezi jednotlivými prvky lze volit v rozmezí od $0,1 \lambda$ do $0,25 \lambda$. Zmenšení této vzdálenosti



Obr. 30.

snižuje vlnový odpor antény a zúžuje přijímané kmitočtové pásmo. Anténa má však větší směrovost. Rozměry prvků a jejich vzdálenosti pro několik nejčastějších typů antén s pasivními prvky jsou uvedeny v tab. 4. Označení rozměru odpovídá označení na obr. 30. V této tabulce jsou také uvedeny hodnoty vstupního odporu antény pro případ, kdy zářičem je obyčejný půlvlnný dipol. Zisk antény je uveden taktéž v poměru k jednoduchému dipólu. V případě, kdy zářičem je skládaný dipol, pak vstupní odpor antény se zvětšuje $k \times$, při čemž k je koeficient, který jsme určili z nomogramu na obr. 29. V nejjednodušším případě, kdy skládaný dipol má stejné průměry vodičů, je $k = 4$. Nemá-li být vstupní odpor víceprvkové antény příliš malý, musí být v antenní soustavě použito skládaného dipolu.

Jako přizpůsobovací člen se používá čtvrtvlnného vedení, zapojené mezi svod a zátěž, který pracuje jako transformátor odporu. Předpokládejme, že vlastní dvoudráťové vedení má odpor Z_0 a odpor zátěže R neodpovídá Z_0 . Vstupní odpor transformačního čtvrtvlnného vedení, t. j. odpor v místě AB se rovná (obr. 31):

$$Z_{AB} = \frac{Z^2 Tr}{R} .$$

Z_{Tr} představuje vlnový odpor transformačního vedení. Správnou volbou velikosti Z_{Tr} lze dosáhnout toho, že $Z_{AB} =$

Tab. 4.

Typ antény	Rozměr v λ					Z_{vst}	Zisk antény v dB
	l	l_1	l_2	d_1	d_2		
Dipól s reflektorem	0,48	0,5	—	0,1	—	15	cca 2,8
	0,48	0,48	—	0,25	—	60	2,5
Dipól s reflektorem a direktorem	0,48	0,49	0,47	0,15	0,1	10	cca 4,5—5,5
	0,48	0,48	0,47	0,25	0,1	20	
Dipól s reflektorem a 2 direktoři	0,48	0,49	0,47	0,15	0,1	8	cca 5,5—6,8
	0,48	0,48	0,46	0,25	0,1	15	

$= Z_o$. V takovémto případě bude přenos energie nejlepší. Ve vlastním transformačním vedení napravo od místa AB (viz obr. 31) bude pracovní stav kombinovaný. Protože stojatá vlna vzniká jen na krátkém úseku svodu (dlouhém $\lambda/4$), nemá tento případ prakticky žádný vliv na celkovou účinnost svodu. Potřebnou velikost Z_{Tr} lze vypočítat podle rovnice:

$$Z_{Tr} = \sqrt{Z_o R}.$$

Bude-li na př. Z_o rovné 300 ohmů a R 25 ohmů, pak $Z_{Tr} = \sqrt{300 \cdot 25} = 86,5$ ohmů. V tomto případě nastane rozdě-

lení proudu a napětí podél vedení tak, jak je to uvedeno na obr. 31. Poměr stojatých vln na tomto vedení bude:

$$\sigma = \frac{Z_{Tr}}{R} = \frac{86,5}{25} = 3,47.$$

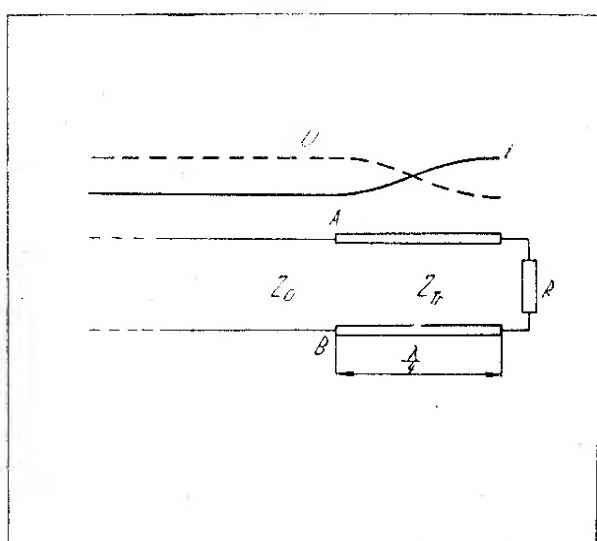
Velikost proudu i napětí podél tohoto vedení se mění $3,47 \times$, přičemž proud ke konci vedení vzrůstá a napětí se zmenšuje. Poměr mezi proudem a napětím na konci vedení udává zatěžovací odpor.

$R = \frac{U_{min}}{I_{max}} = 25$ ohmů. Na začátku vedení je napětí 3,47krát větší a proud menší než na konci vedení. Z toho vyplývá,

$$Z_{AB} = \frac{U_{max}}{I_{min}} = \frac{3,47 U_{min}}{0,288 I_{max}} = \\ = 12 R = 300 \text{ ohmů, t. j. } Z_o.$$

Tímto způsobem čtvrtvlnné vedení převádí zatěžový odpor 25Ω na 300Ω a zajišťuje tak poměr stojatých vln 1 (t. j. pracovní stav výlučně postupující vlnou) v hlavním svodu. Kdybychom nepoužili přizpůsobovacího transformátoru, byl by poměr stojatých vln v hlavním vedení $= \frac{300}{25} = 12$, tedy velmi značný.

Abychom dosáhli nutného vlnového odporu přizpůsobovacího transformátoru, volí se průměr vodiče d , nebo vzdálenost obou vodičů b taková, aby vý-



Obr. 31.

sledné Z_{Tr} odpovídalo požadované hodnotě. Vzdálenosti i průměry odečteme z tab. 1. (str. 173). Toto přizpůsobování lze použít nejen pro symetrická vedení, ale i pro koaxiální kabely, u kterých se Z_{Tr} získává volbou průměru vnitřního vodiče k vnějšímu. Nevýhodou však zůstává obtížná montáž a tak v případě, kdy používáme jako svodu koaxiálního kabelu, provedeme nejprve transformaci vstupního odporu antény symetrickou dvoulinkou a pak teprve symetrisaci koaxiálního kabelu, který připojujeme na konec transformačního čtvrtvlnného vedení.

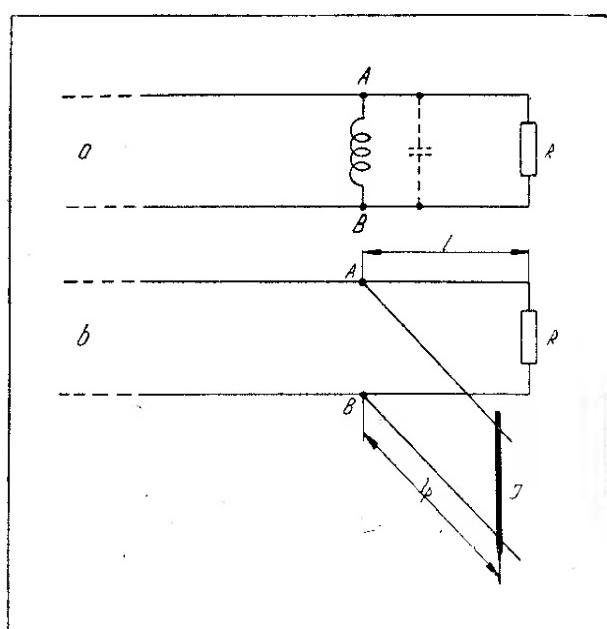
Čtvrtvlnný transformátor se hodí pouze pro přizpůsobování čistě ohmických zátěží a pro jeden kmitočet. Při změně délky vlny bylo by třeba měnit délku transformačního vedení, což je nevhodné. V případě, kdy zatěžovací odpor má jalovou složku, nebo kdy přizpůsobení má být provedeno pro různé kmitočty, přizpůsobovací zařízení musí být poněkud složitější. Víme, že na vedení zakončeném impedancí Z , která neodpovídá charakteristické impedanci, nastane odraz. Je možné vyvolat uměle ještě další odraz, který bude co do amplitudy stejně veliký, ale fázově otočený proti první odražené vlně. Je jasné, že se tyto dvě odražené vlny v místě připojení

na svod vzájemně vyrovnají a ve vedení nastane stav čisté postupné vlny.

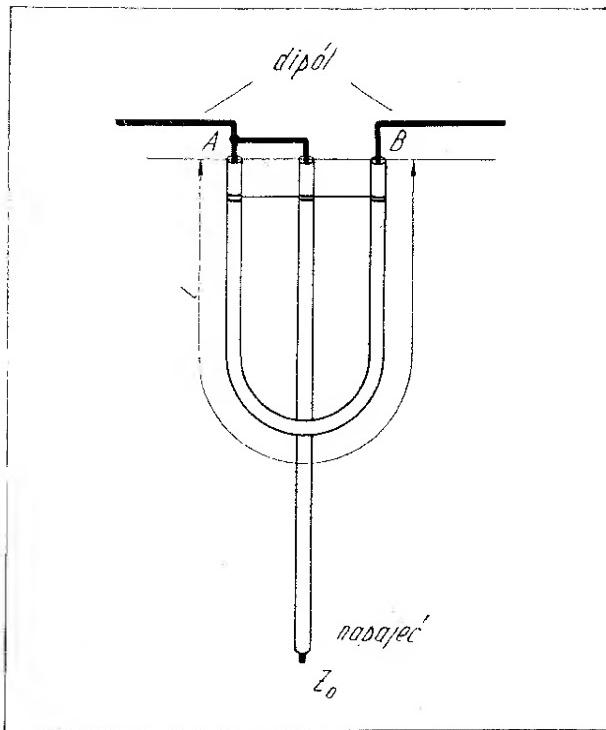
Druhou odraženou vlnu lze získat tím, že v bodech A i B vedení připojíme jalový odpor (induktivní nebo kapacitní). Potřebná amplituda u fáze této druhé odražené vlny se nastavuje volbou místa A i B , t. j. změnou vzdálenosti l a změnou velikosti jalové složky. Jalová zátěž nedává vznik ztrátám, protože neobsahuje ohmický odpor (mimo ztrátového odporu, který však obvykle můžeme zanedbat).

V praxi se místo proměnné indukčnosti nebo kapacity připojuje paralelně k napaječi část vedení (obr. 32b). Délku dodatečného vedení (t. zv. pahýlu) lze měnit posuvným zkratovacím jhem \mathcal{J} . Jak víme, takovýto úsek vedení má jalový vstupní odpor, a to induktivní při délce pahýlu l_p menší než $\lambda/4$ a kapacitní při délce l_p větší než $\lambda/4$. Aby rozměry pahýlu příliš nenarostly, volíva se obvykle jeho délka l_p kratší než $\lambda/4$, t. zn., že pahýl se používá jako induktivní odpor. Přesouváním zkratovacího jha \mathcal{J} a změnou polohy bodů A i B hledá se takové nastavení, při kterém v hlavním vedení se dosáhne nejmenšího poměru stojatých vln. Polohu bodů A i B , t. j. vzdálenost l a délku pahýlu l_p lze vypočítat. Protože ale přesná hodnota reálné a imaginární složky vstupního odporu antény nebývá známa a k jejímu měření je třeba speciálních zařízení, je nejlépe vyrovnání přizpůsobovacího pahýlu provádět zkusmo, podle indikátoru stojatých vln a pomocného generátoru.

Pro přizpůsobení souosého kabelu k symetrickému svodu nebo anténě se používá t. zv. symetrisační smyčky. Nejjednodušší provedení smyčky je uvedeno na obrázku 33. Pozůstává z kousku souosého kabelu, který je připojen v bodě A jak k napaječi, tak i k zářiči. Vnější opletení souosých kabelů jsou propojena mezi sebou. Elektromagnetická vlna, která projde přes smyčku do místa B , musí mít 180° fázové zpoždění vzhledem k bodu A . Aby tato podmínka byla splněna, musí být délka smyčky $l = \frac{\lambda}{2\sqrt{\epsilon}}$. Zde λ je pracovní délka vlny a ϵ dielektrická konstanta isolantu.



Obr. 32.



Obr. 33.

U většiny souosých kabelů s plným dielektrikem mezi vnitřním vodičem a vnějším opletením zbývá $\epsilon = 2,3$. Z toho vyplývá:

$$l \approx \lambda/3.$$

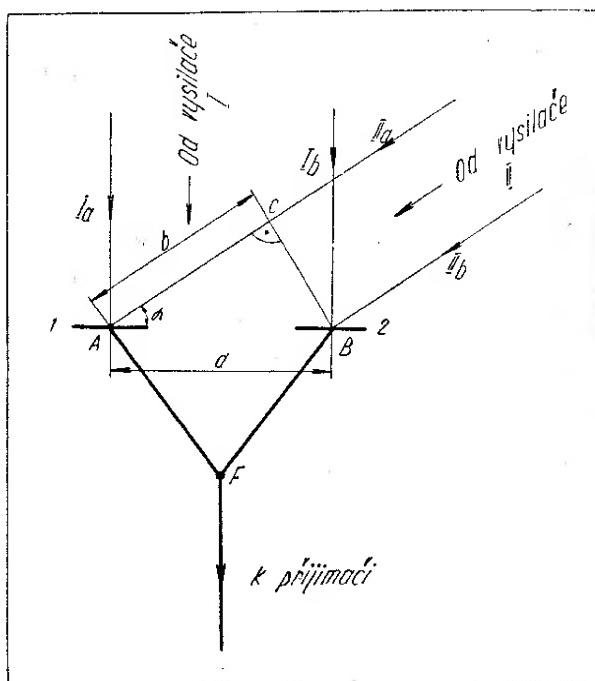
Protože v bodě A i B je vzájemně fáze otočena o 180° , je možné k těmto bodům připojit symetrickou zátěž. Je-li vlnový odpor souosého kabelu Z_0 , pak výstupní odpor smyčky, t. j. odpor mezi body A i B roven $4Z_0$. Aby nastalo správné přizpůsobení, musí být Z_{vst} antény také $4Z_0$. Při použití souosého kabelu, na př. 75Ω , je třeba používat skládaného dipolu, který má Z_{vst} 300 ohmů. V případě, kdy vlnový odpor antény se značně liší od $4Z_0$, zapojí se mezi antenu a smyčku dodatečná čtvrtvlnná vedení, která působí jako přizpůsobovací transformátor.

Při příjmu televišního pořadu obzvláště v místech, kde síla signálu je menší, pocítují diváci obzvláště nepříjemné rušení od různých zdrojů. Aby obrázek měl dobrou jakost, musí poměr užitečného signálu k signálu rušivému být alespoň 1 : 20 nebo více. Zdrojem rušení mohou být odražené signály způ-

sobující duchy na obraze, elektromagnetická vlnění z různých zdrojů, nebo i rušení od automobilových vozidel, projíždějících po nedaleké silnici. K získání co největšího užitečného napětí se používají několikanásobné anteny. Při umístění několika antennních soustav vedle sebe nebo nad sebou lze získat takové tvary směrových charakteristik, které nám dovolí přijímat co nejvíce z hlavního směru a prakticky potlačit příjem z nežádaného směru.

Při uspořádání dvou dipólů podle obr. 34 vedle sebe ve vzdálenosti d , která je malá v poměru k vzdálenosti přijímaného vysílače, bude směr, kterým dopadá vlnění z vysílače I na oba dipoly 1 a 2 paralelní (Ia a Ib). Energie, kterou budou oba dipoly při příjmu vysílače I zachycovat, probíhá od vysílače až k bodu F, t. j. místu připojení svodu, stejnou vzdálenost. To proto, že jak vzdálenost antény od vysílače, tak i délky přívodního kabelu od anten do bodu F jsou stejně dlouhé. Zachycené elektromagnetické vlnění dochází proto do bodu F ve fázi, takže se sčítá.

Při příjmu vysílače II nebudu již obě elektromagnetická vlnění v bodě F ve fázi. Elektromagnetické vlnění IIa má



Obr. 34.

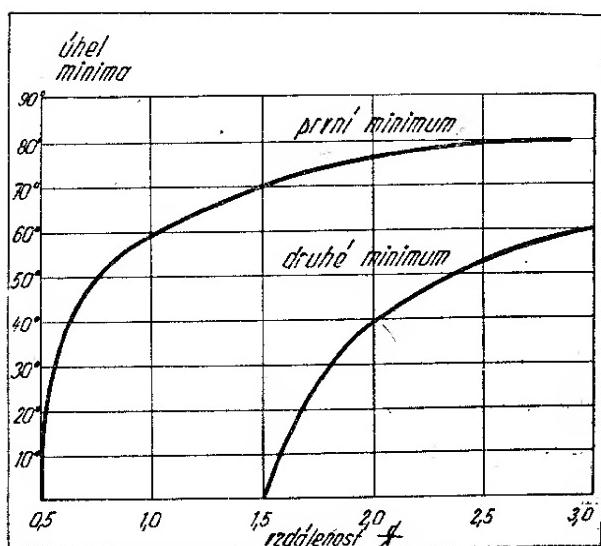
oproti vlnění II_b k anteně delší cestu o vzdálenost b . Elektromagnetické vlnění až do okamžiku, kdy je zachyceno dipolem 1 potřebuje ve směru II_a dobu, která je větší o časový úsek, potřebný k proběhnutí vzdálenosti b . V případě, kdy tento rozdíl je právě tak veliký, že nastane fázový posun o 180° (t. j. případ, kdy vzdálenost b se rovná $\frac{1}{2}$ délky vlny nebo lichému násobku $\frac{1}{2}$ délky vlny), pak zůstává v bodě F napětí, které se rovná rozdílu obou zachycených napětí. V případě kdy energie, zachycená oběma dipoly, je stejná, nastane v bodě F úplné vykompensování zachycené energie z vysilače II. Můžeme předpokládat, že velikost zachycené energie je u obou dipólů stejná, protože vzdálenost obou anten odpovídá délce d , která je malá oproti vzdálenosti vysilače. Vzdálenost b lze snadno vypočítat z pravoúhlého trojúhelníku ABC

$$b = d \cos \alpha$$

Aby bylo dosaženo nulového příjmu musí se vzdálenost d rovnat polovině délky vlny (nebo lichému násobku), t. zn., že pro úhel dopadu α musí být vzdálenost d

$$d = (2n-1) \cdot \frac{\lambda}{2} \cdot \frac{1}{\cos \alpha}.$$

(n je vždy celé číslo).



Obr. 35.

Volbou vzdálenosti d obou anten lze tedy umístit místo nulového příjmu do směru, ze kterého přichází rušivý signál. Pro přehled je na obr. 35 uvedena závislost mezi vzdáleností obou anten a úhlem, ve kterém nastává nulový příjem. Na obr. 36b a c jsou uvedené horizontální vyzařovací diagramy dvou antenních soustav, každá s jedním direktorem a reflektorem (tedy dvě tříprvkové antény). Na obr. 36a vidíme směrovou charakteristiku jedné takovéto antény. Na obr. 36b je uvedena směrová charakteristika pro případ, kdy dvě soustavy anten jsou vzdáleny $0,8 \lambda$. Na obr. 36c naproti tomu je uveden stav, kdy vzdálenost se zvětšila na 2λ . Při velké vzdálenosti rozčleňuje se horizontální vyzařovací diagram na celou řadu vedlejších laloků, které mají téměř stejnou velikost jako hlavní lalok. Vyvstává proto nebezpečí příjmu případného dalšího rušivého signálu.

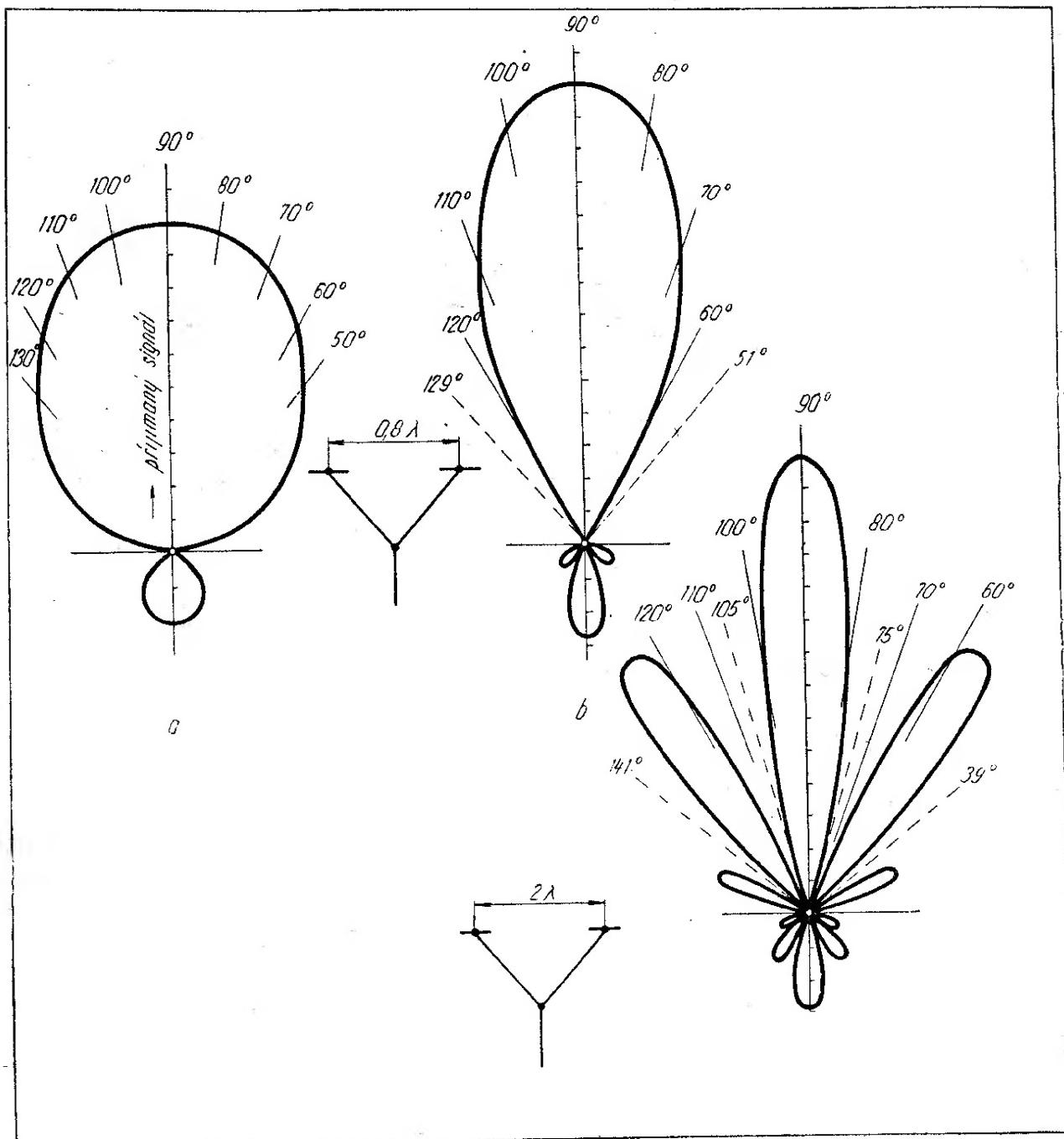
V případě, kdy umístíme dvě anteny nad sebou, platí pro vertikální vyzařovací diagram totéž co bylo řečeno pro horizontální vyzařovací diagram u anten, umístěných vedle sebe. Antenami umístěnými nad sebou odstraňujeme hlavně rušení od zapalování motorových vozidel. Obr. 37b představuje vertikální vyzařovací diagram dvou a obr. 37c čtyř nad sebou umístěných tříprvkových anten. Na obr. a je uveden vyzařovací diagram jednoduché anteny. Uvedené vyzařovací diagramy platí pro vzdálenost mezi jednotlivými antenami $d = \lambda/2$. I v tomto případě je třeba dbát na příjem ve směru vedlejších lalůček. Zatímco v případě a je poměr užitečného napětí k napětí rušivému $1 : 1$, je tento stav v případě b a c přibližně $4 : 1$. Vidíme tedy, že přes mnohem větší náklad nebylo v případě c dosaženo lepšího výsledku oproti dvěma anténám umístěným nad sebou. Důvodem pro tento stav je vedlejší lalok, který spadá přímo do nežádaného směru. V takovém případě je třeba vzdálenosti anten umístěných nad sebou přizpůsobit místním podmínkám tak, aby rušivý signál zapadl do místa minima.

Při zapojování dvou antenních soustav paralelně k sobě v bodě F je třeba pamatovat na to, aby svod byl přizpů-

sobený. Je-li tedy vedení k přijimači provedeno na př. dvoudráťovým vedením o vlnovém odporu 300Ω , pak obě pomocná vedení z bodu A a B do bodu F musí mít vlnový odpor dvojnásobný, t. j. 600 ohmů. V tomto případě je třeba připojit přizpůsobovací čtvrtvlnné vedení ještě mezi antenu a přívod do bodu F .

Uvažovali jsme případ, kdy délka vedení od antény až do společného bodu

F je stejně dlouhá. Fázový rozdíl proudů v anteně byl působen pouze prostorovým rozmištěním jednotlivých anten. Fázový úhel lze měnit též různou délkou napájecího kabelu. Příklad uspořádání s obzvlášť výhodným předozadním poměrem, dosaženým nesoufázovým napájením anten, je na obr. 38. Antena 1. je připojena do společného bodu *F* vedením dlouhým $\lambda/4$. Dlouhé přívody jsou



Obr. 36.

prodloužené o stejný, libovolně dlouhý úsek vedení, označený na obr. 38 písmenem x . Elektromagnetické vlnění z vysilače budí v každém dipólu stejné proudy. V případě, kde elektromagnetické vlnění přichází ze směru I , jsou proudy ve společném bodě F ve fázi, protože energie z dipólu 1 přechází dodatečnou vzdálenost $\lambda/4$ v přívodu. Energie zachycená dipolem 2, která byla zpožděna o čtvrtinu délky vlny větší vzdálenosti od vysilače, se vyrovnává.

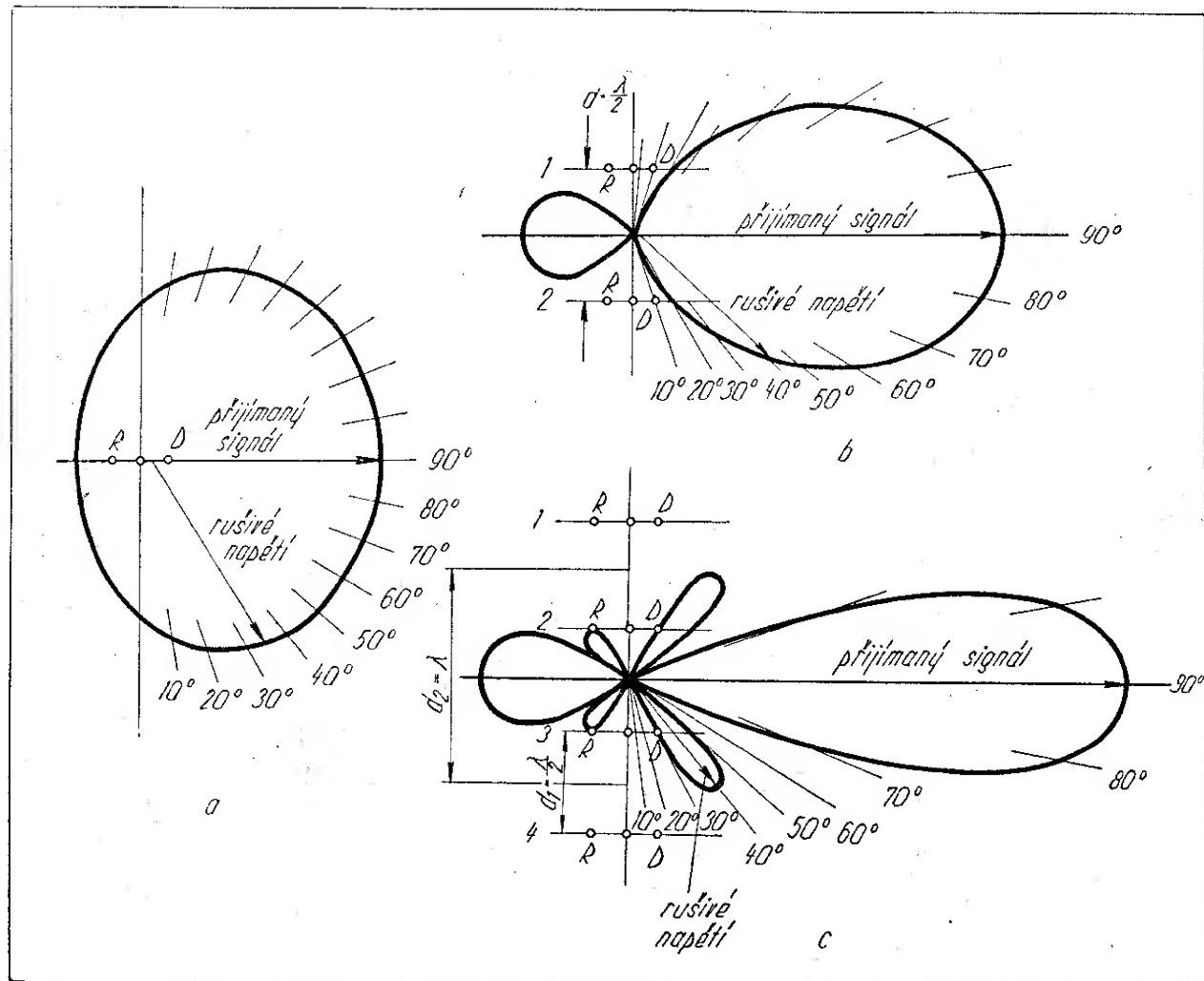
Naproti tomu u vysilače, jehož vlnění přichází ze směru II , nastávají jiné poměry. Energie, která je zachycována dipólem 1, je nejenom zpožděna časově o dobu, potřebnou k překlenutí vzdálenosti $\lambda/4$ k druhému dipólu, ale je ještě dále zpožděna přívodním vedením, které taktéž vnáší zpoždění odpovídající

čtvrtině délky vlny. Výsledné zpoždění tedy odpovídá polovině délky vlny. Příjem ze směru II se tímto odečítá, což ostatně vyplývá taktéž z horizontálního směrového diagramu obr. 38b.

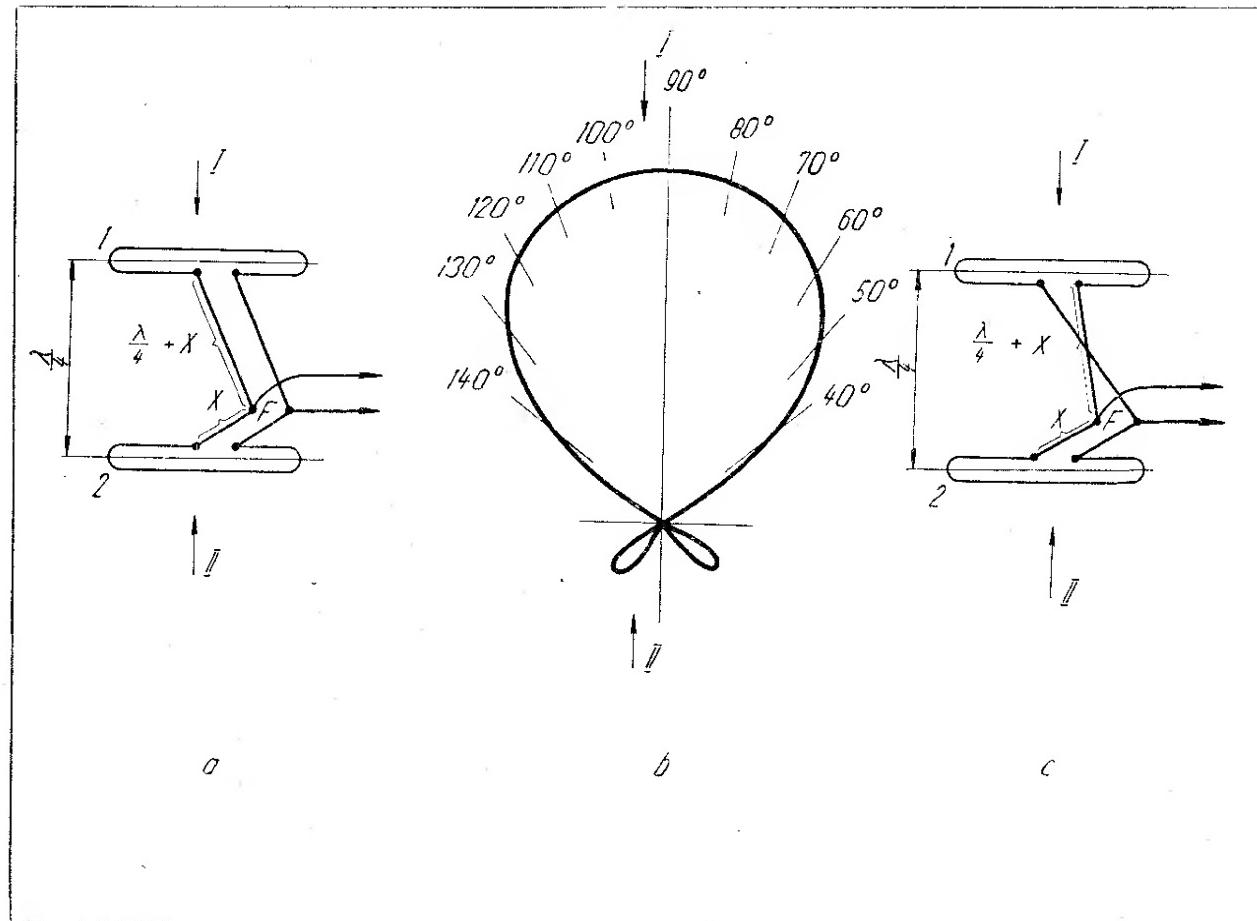
Zajímavé je, že pouhým přepolováním přívodu k dipólu 1, obr. 38c, lze horizontální směrový diagram otočit o celých 180° . Lze tedy pomocí jednoduchého relé ušetřit případnou stavbu otočné antény.

Pro dálkový příjem televizních pořadů v místě s nepříliš tíživým rušením se používá v první řadě víceprvkových anten jednoduchého provedení. Abychom získali přehled o vlastnostech anten a možnostech zlepšení příjmu při použití té nebo oné antény, připomeneme si vlastnosti několika nejhlavnějších typů.

Zásadně lze říci, že čím větší počet



Obr. 37.

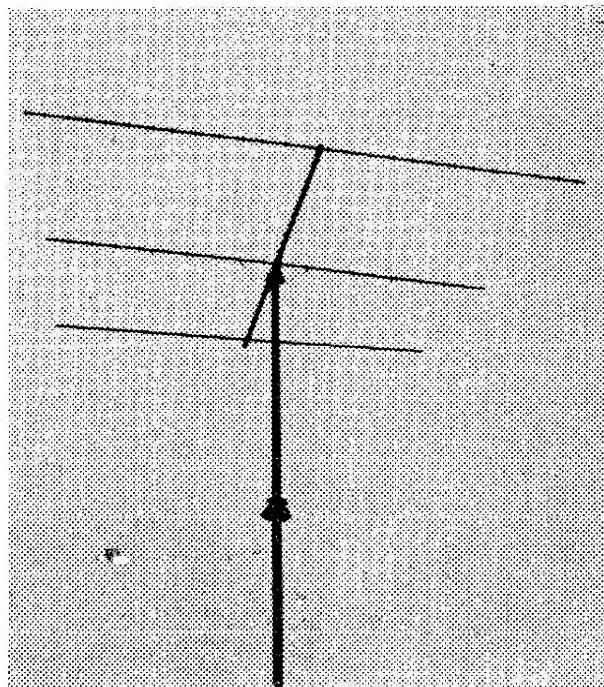


Obr. 38.

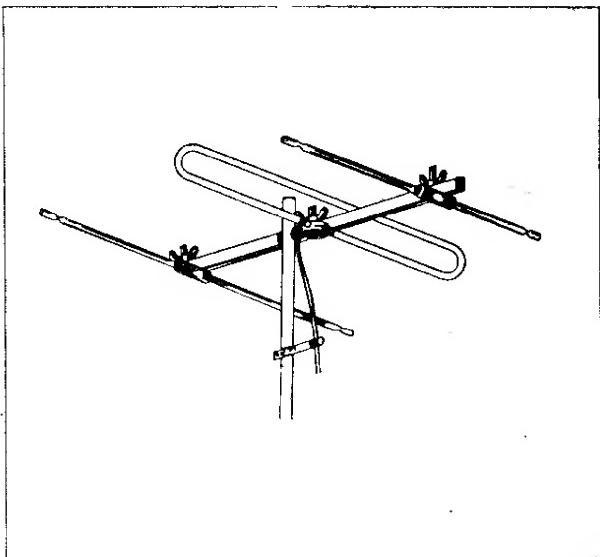
prvků, tím nižší vstupní odpor antény a tím užší kmitočtové pásmo, které anténa zpracovává. Také zmenšující se průměr vodičů (trubek), které tvoří jednotlivé prvky, má vliv na šíři pásmá přenášených kmitočtů. Žádáme-li proto větší zisk antény a chceme-li jej dosáhnout neustálým zvětšováním počtu pasivních prvků, dosáhneme v každém případě citelného zúžení zachycovaného pásmá kmitočtů. Taková anténa pak přijímá buď dobře obraz a špatně zvukový doprovod nebo naopak.

Anténa znázorněná na obr. 39 má celkový zisk asi 5—6 dB, t. z. napěťový zisk necelých $2 \times$. Meridiální (horizontální) vyzařovací diagram má úhel otevření asi 56° . Tento úhel je určen body, na kterých vyzařovaný výkon poklesne na polovinu.

Přidáním ještě jednoho patra k takovéto tříprvkové anténě se poněkud upraví vertikální vyzařovací diagram (ekvatoriální) a v důsledku toho stoupne zisk



Ukázka provedení tříprvkové antény s transformací „delta“.



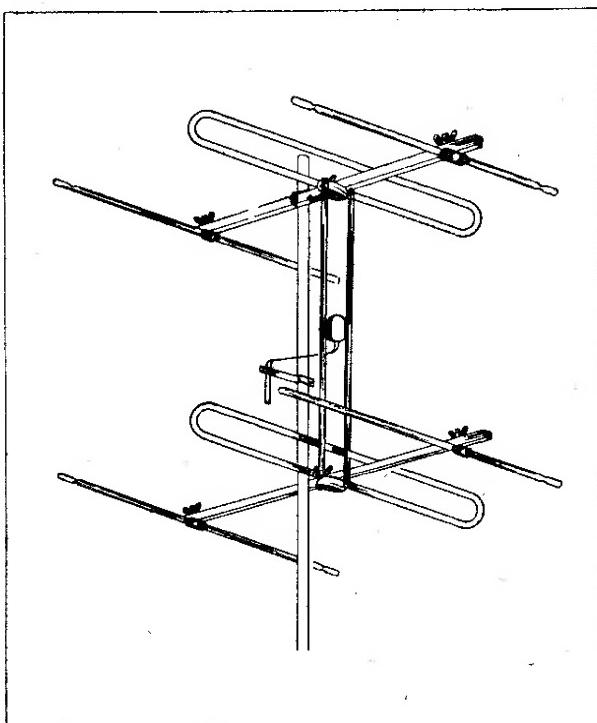
Obr. 39.

anteny asi na 8,5 dB (obr. 40). Tento zisk znamená, že nám antena dává $2,6 \times$ větší výstupní napětí než obyčejný dipól. Vidíme tedy, že přidání dalšího patra antény nepřináší podstatný zisk, pokud se přijímaného výkonu týče. Znamená však v každém případě přínos vzhledem k potlačení rušivých signálů. Jak jsme si již dříve vysvětlili, lze vhodným nastavením vzdálenosti jednotlivých pater antény podstatně snížit vliv poruch, přicházejících z určitého, definovaného směru.

Na vyšších kmitočtech lze použít i anteny s počtem pasivních prvků větších než 4. Zúžení pásma přenášených kmitočtů je úměrné přijímanému kmitočtu. Máme-li na př. nějakou antenu na kmitočtu 50 MHz se šíří propouštěcího pásma 6 MHz, bude antena stejného provedení na kmitočtu 200 MHz (při lineárním zmenšení všech rozměrů $4 \times$) mít šíří propouštěného pásma 24 MHz. Na vyšším kmitočtu vlivem menší délky přijímané vlny znamená naopak použití stejného průměru trubky jako v I. televizním pásmu, při zkrácení délky prvku, zvětšení širokopásmovosti antény. Nečiní proto potíže zhotovit pro třetí televizní pásmo mnohoprvkové antény s dostatečnou šíří propouštěného pásma, zatím co u nižších kmitočtů volíváme maximální počet prvků 4 (1 dipól, 1 reflektor a 2 direktory).

Na obr. 41 je znázorněna šestiprvková antena. Tato šestiprvková antena má zisk asi 8 dB (t. zn. napěťový zisk asi $2,5 \times$). Přidáním tří direktorů jsme tedy zisk antény zvýšili oproti anténě na obr. 39 asi o 25 %. Vyzařovací úhel se zmenšil z původních 56° na 45° . To ovšem platí jedině za předpokladu správného navržení a nastavení antény. V případě, kdy pasivní prvky nejsou správně nastaveny, může naopak nastat zhoršení příjemových vlastností.

Přidání dalšího šestiprvkového patra upraví opět vertikální vyzařovací diagram a zvýší zisk asi na 10 dB (napěťově $3,2 \times$). Zvýšení počtu prvků v jednom patře ze šesti na deset znamená zvětšení zisku antény na asi 9 dB, t. j. asi $2,8 \times$ napěťově. Vidíme tedy, že přidávání prvků není nejhodnější cestou pro zvýšení zisku antény. Daleko výhodnější jak z hlediska zisku tak i z hlediska výstupního odporu jeví se použití dipólů napájených místo v napěťovém uzlu (v proudovém maximu) v místě proudového uzlu (t. j. maximu napětí). Jinými slovy je to antena, která pozůstává ze dvou rámů o délce rovnajících se $\lambda/2$, takže tvoří celovlnný dipól. Význačnou vlastností celovlnného dipolu je v první řadě

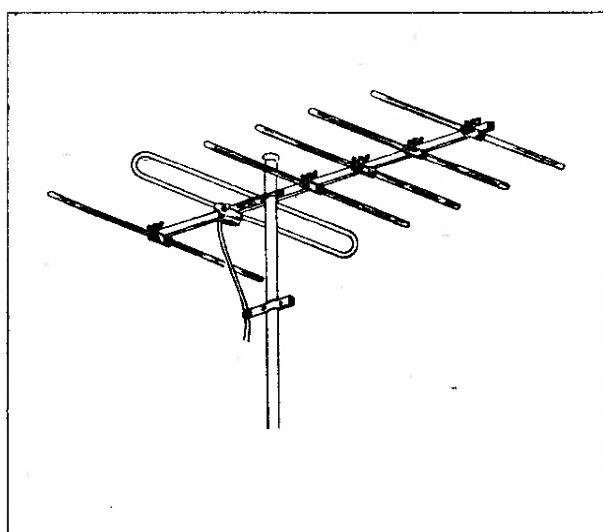


Obr. 40.

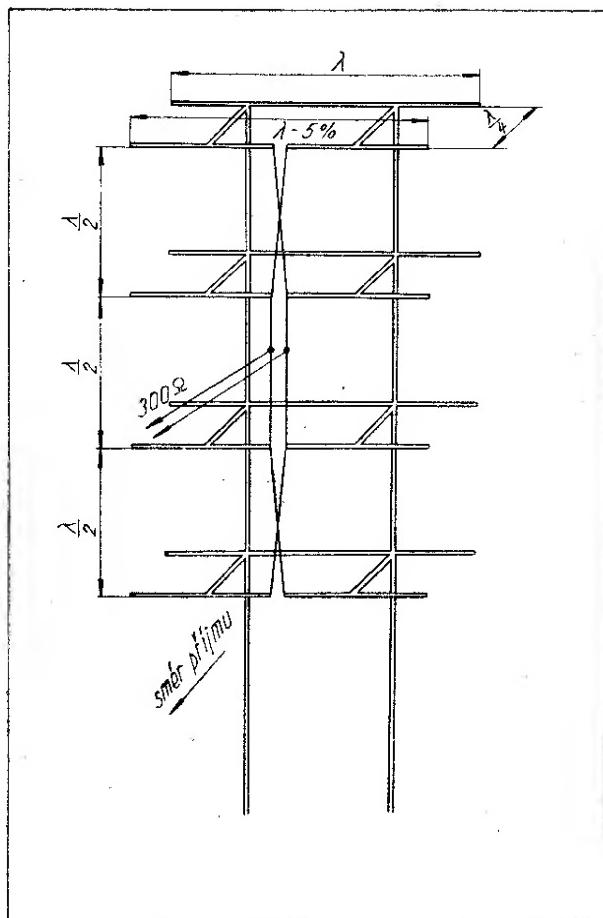
větší širokopásmovost a hlavně mnohem vyšší vstupní odpor, který činí cca 2000 ohmů. Je to způsobeno tím, že v místě připojení svodu je napěťové maximum a proudový uzel. Připojením reflektoru se zmenší impedance antény asi na 1300 ohmů. Spojením 4 celovlnných dipólů nad sebou dosáhne se v místě napájení vstupního odporu asi 300 ohmů. Tím odpadají potíže s případným přizpůsobováním svodu. Rozměry a provedení takové čtyřnásobné antény, složené z celovlnných dipólů, je na obr. 42. Jednotlivé rozměry prvků jsou udány v délce přijímané vlny. Nečiní potíži vypočítat si délku jednotlivých prvků pro každý v úvahu přicházející televizní kanál. Střední kmitočet $f_{stř}$, který se běží za základ pro výpočet rozměrů antény, vypočítáme ze vzorce

$$f_{stř} = \sqrt{f_{obr} \cdot f_{zv}} \quad [\text{MHz}]$$

kde f_{obr} je kmitočet nosné vlny obrazu a f_{zv} je kmitočet nosné vlny zvuku. Takto vypočítaný kmitočet je geometrickým středem přijímaného televizního pásma. Z kmitočtu vypočítáme délku vlny a tato délka vlny nám slouží již za podklad pro určení rozměrů antenní soustavy. U složitějších antenních soustav se počítá celkový počet prvků antény převedený na základní délku $\lambda/2$. To znamená, že jednoduchý celovlnný dipól označujeme jako dvouprvkový. Popisovaná čtyřpatrová celovlnná an-



Obr. 41.

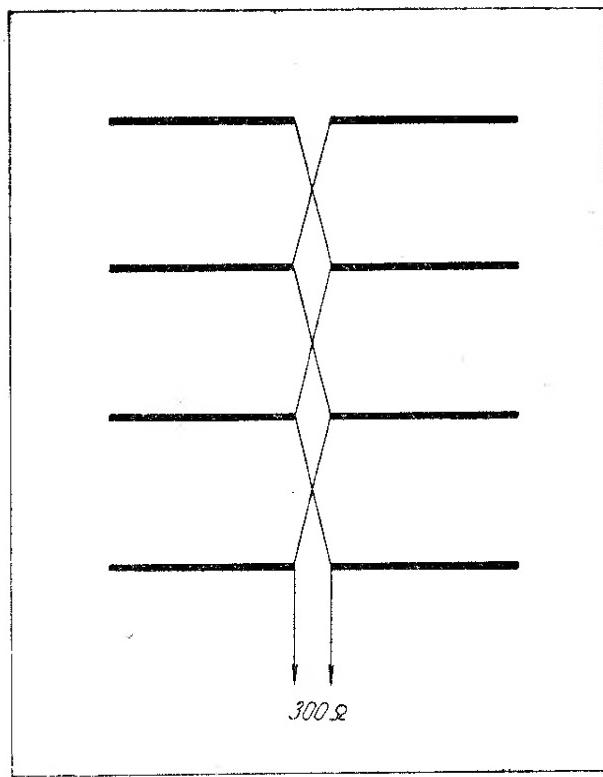


Obr. 42.

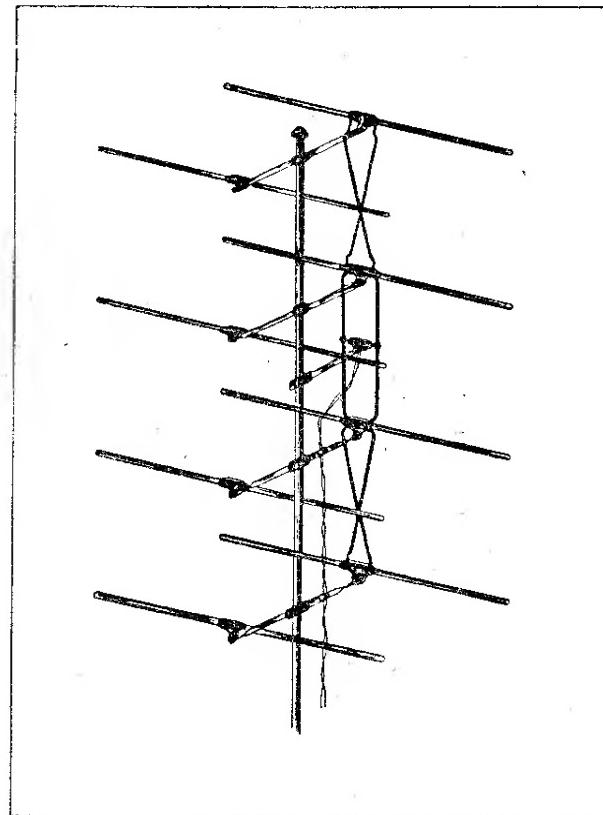
tenní soustava s reflektory je vlastně šestnáctiprvková antena, i když ve skutečnosti je tvořena jen osmi částmi, každá o délce dvakrát $\lambda/2$.

Při montáži antény musíme jednotlivé prvky spojovat v místě napěťového uzlu. Proto u šestnáctiprvkové antény není nosná konstrukce umístěna uprostřed prvků, ale v polovině délky každého ramene. V takovémto případě je bez všeho možné celou antenní soustavu mezi sebou vodivě propojit. To znamená, že je možné antenu vytvořit jako celokovovou svařenou rámovou stavbu. Samozřejmě, že je možné provést nosnou konstrukci antény i uprostřed. V tomto případě však je nezbytné jak prvky dipolu, tak i pasivní prvky reflektoru uchytit isolovaně.

Jednotlivá patra musíme mezi sebou propojit tak, aby napětí byla vzájemně vefázi. Jsou dvě možnosti, jak provést napájení antény. Způsob vyznačený na obr. 42 dává nejlepší výsledky. Změnou

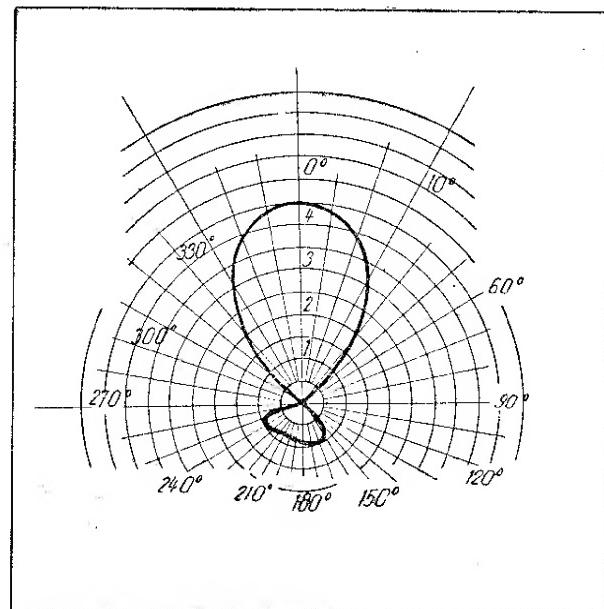


Obr. 43.

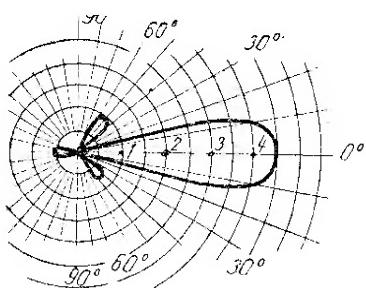


Obr. 44.

délky linky, která spojuje hořejší dvě patra se spodními dvěma patry, lze již dříve popsaným způsobem naklánět vertikálně vyzařovací diagram podle potřeby. Tímto způsobem odstraníme rušení z případných nežádoucích zdrojů a současně zachováváme rovnoměrný tvar vertikálního vyzařovacího diagramu. Při napájení podle obr. 43 mohou různé vzdálenosti mezi jednotlivými patry antény způsobit nepravidelný tvar vyzařovacího diagramu. Celkový pohled na 16prvkovou antenu je na obr. 44. Tvar vyzařovacího diagramu takové antény ve směru vodorovném i svislému je na obr. 45 a 46. Horizontální vyzařovací úhel činí cca 48° , vertikální přibližně 23° . Zisk antény na kmitočtu, pro který byla navržena, činí přibližně 13 až 14 dB, t. j. napěťově 4,5 až 5násobek oproti obyčejnému dipólu. Antena je při použití trubek o $\varnothing 12$ mm velmi širokopásmová a obsahne prakticky pásmo od 175 až do 220 MHz při poměru stojatých vln ne větším než 2. Zisk antény v tomto rozmezí neklesne pod 10 dB. Je zřejmé, že šestnáctiprvková antena je ideální antena pro dálkový příjem. Bohužel rozměry, kterých nabývá při příjmu televizních vysílačů v prvním televizním pásmu (na př. pražský a ostravský vysílač) jsou již velmi značné, takže jejich stavba pro tyto kmitočty činí znač-



Obr. 45.



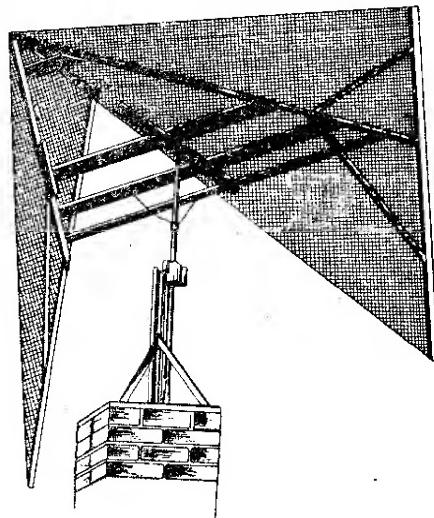
Obr. 46/

né potíže. Vzhledem k tomu, že antena je velmi širokopásmová, lze pro příjem jediného kanálu i v tomto pásmu použít tenčího materiálu pro vlastní zářiče. Tak na př. ještě vyhoví $\varnothing 8$ mm, je však třeba dbát na to, aby použitý materiál byl dostatečně pevný a lehký, aby ne-nastával průhyb prvků. To znamená, že prvky by musely být zhotoveny z ten-kostěnných duralových trubek. Tyto lze v potřebné délce jen velmi těžko opatřit, takže nezbývá než použít trubek většího průměru, které jsou těžší, což stavbu antény znesnadňuje.

Kombinací několika šestnáctiprvkových anten vedle sebe a nad sebou lze dosáhnout velmi vysokých zisků. Tak na př. uvádíme pro zajímavost, že šest šestnáctiprvkových anten má zisk okolo 20 dB. Ovšem stavba tak veliké antény se vymyká možnostem většiny i těch nej-zavilejších fanoušků dálkového příjmu, takže od popisu její stavby upustíme.

Všimněme si raději několika jiných druhů anten, které lze poměrně snadno zhotovit i amatérskými prostředky a které dávají dobré výsledky. Trychtý-řová antena je hojně používána v mikro-vlnném pásmu, obzvláště u různých re-translančních stanic. V pásmu metro-vých vln doposud používána nebyla vzhledem k jejím rozměrům, váze a od-poru, který klade vzduchu. Závažným problémem bylo napojení svodového ve-dení na trychtýřovou antenu. Obvyklou trychtýřovou antenu lze však přizpůso-

bit i pro použití na metrových vlnách. V první řadě je možno nahradit plné kovo-vé plochy drátěným pletivem používaným na př. pro oplocení a pod. Další úprava spočívá v odstranění dvou stran trychtýře. Vznikne tak vlastně rohová antena. Protože televizní signál je hori-zontálně polarisovaný, stačí pouze 2 svislé boční stěny. Při tomto zjednodušení trychtýřové anteny lze svodové ve-dení připojit k vrcholu rohu. Výsledkem je rohová antena, která sice má značné rozměry, avšak současně i veliký zisk a velkou širokopásmovost. Vstupní odporník takového antény je prakticky konstantní v širokém rozmezí kmitočtů. Na rozdíl od většiny anten dává rohová antena výsledky prakticky shodné s theoretickými předpoklady. Při tom je nenáročná na přesnost stavby a dodržení rozměrů. Vstupní odporník činí 400 až 450 ohmů. Na obr. 47 vidíme návrh takového jednoduché antény s dřevěnou konstrukcí. Na obr. 48 jsou znázorněny hlavní roz-měry vlastní antény. Antena těchto roz-měrů má délku základny, která činí o něco více než $\lambda/2$ na kanálu pražského televizního vysílače. (Rozměr A a C na obr. 50.) Na kmitočtu pražského tele-visního kanálu má antena zisk asi 5 dB. Tatáž televizní antena v třetím televis-



Obr. 47.

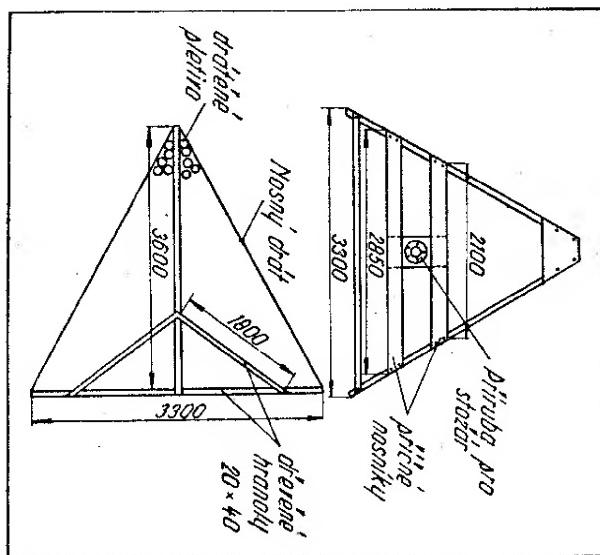
ním pásmu, na př. na kmitočtu 180 MHz, kde délka strany A i C se rovná již 2λ , má zisk 15 dB. S dále stoupajícím kmitočtem stoupá i zisk antény. Je to tedy anténa v první řadě vhodná pro dálkový příjem na nejvyšších kmitočtech televizního pásmá. Zisk antény v závislosti na rozměru je vynesen na obr. 49. Vzhledem ke své širokopásmovosti dává při uvedených rozměrech velmi dobré výsledky i v oblasti druhého pásmá, t. j. pásmá FM rozhlasu. Navíc anténa pracuje dobře i na krátkých vlnách již od 15 MHz výše. Vzhledem k velké ploše rámů, tvořících anténu, má anténa na konci zářiče značnou kapacitu.

Tím podstatně klesá její základní resonanční kmitočet. Podle délky (vrcholu, výšky, trojúhelníku) bočních ploch by anténa měla vlastně resonanční kmitočet asi na 45 MHz. Vlivem kapacitního zatížení je její základní resonanční kmitočet asi na 20 MHz. Pod tímto kmitočtem přestává anténa mít vyjádřené směrové vlastnosti. Lze ji však dobrě použít i pro příjem v rozhlasovém pásmu, kde svojí velikou plochou zachycuje značné množství energie. Vyjádřené směrové vlastnosti však tato anténa nabývá teprve při kmitočtech, kdy polovina délky vlny je kratší než délka základny bočních trojúhelníkových ploch. Rozměry antény lze odvodit z obr. 50. Spojením os A a A' přímkou zjistíme

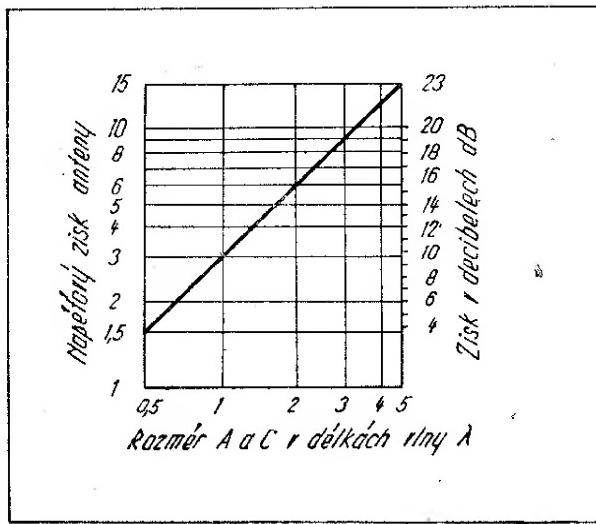
délku vrcholu B jednoho křídla antény v průsečíku na ose B .

Podle možností lze samozřejmě konstrukci antény zdokonalit a použít místo dřevěných nosných hranolů kovových profilových nosníků. Je třeba jen dbát, aby obě boční plochy antény byly od sebe vzájemně isolovány. Vzhledem k tomu, že impedance antény je blízká vlnovému odporu obvyklého dvoudrátového vedení (300Ω), není třeba ve většině případů zvláštního přizpůsobení. Jednotlivé konce svodového vedení se připojí k vrcholům trojúhelníkových bočních ploch antény. Uchycením antény v těžišti získáme rovnováhu, která nám dovolí poměrně snadno přizpůsobit anténu i pro natáčení. Velká širokopásmovost umožňuje v tomto případě přijímat stejně dobře na př. bližší stanici v prvním televizním pásmu nebo vzdálenou stanici na př. ve třetím televizním pásmu.

Pro příjem v místech, kde veliká rozloha antény není na obtíž, dává velmi dobré výsledky rhombická anténa. Na rozdíl od obvyklého dipólu s jedním nebo několika pasivními prvky má rhombická anténa dobrý předozadní poměr v širokém rozsahu kmitočtů. Horizontální vyzařovací diagram má malý úhel otevření. Podobně jako rohová anténa může i rhombická anténa být přizpůsobena pro příjem ve velmi širokém kmitočtovém pásmu. V takovémto případě



Obr. 48.



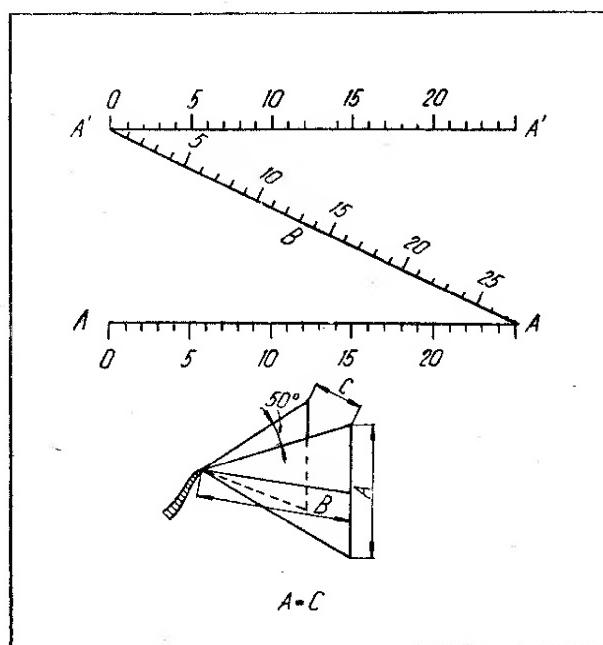
Obr. 49.

se však jedná vždy o kompromisní řešení. Nejlépe je navrhovat antenu přímo pro kmitočet, na kterém hodláme přijímat. Rhombická antena při délce jednoho ramene 4λ má zisk asi 10 dB. Zkrácení délky ramene rhombické antény na dvě délky vlny sniže se zisk asi na 7 dB. Úhel otevření delší antény je asi 8° , kratší antény cca 13° . Se zvětšující se délkou ramen stoupá zisk antény a zůžuje se úhel otevření. Délku antény lze podle místních podmínek navrhnout prakticky libovolnou. Jediným omezením je prostor, ve kterém můžeme antenu postavit. Vysoký zisk rhombických anten se získává tím, že 4 dlouhé antenní vodiče se uloží tak, že hlavní směr příjmu jednotlivých anten se sčítá do jediného, který odpovídá hlavnímu směru příjmu rhombické antény. Spojením jednotlivých vodičů tak, že se jejich napětí sčítají, získáme větší výstupní napětí. Úhel hlavního příjmu jednotlivých vodičů antény vztažený na osu vodičů, závisí na jeho délce vyjádřené v délkách přijímané vlny. Čím delší je vodič, tím menší je úhel mezi hlavním směrem příjmu a osou vodiče. Čím menší je úhel mezi směrem příjmu a vodičem, tím více se zúžuje vyzařovací diagram. Je-li vodič dostatečně dlouhý, bude rozdíl mezi hlavním směrem příjmu a osou vodiče malý. Tento malý úhel se nebude příliš měnit s měnící se délkou přijímané vlny.

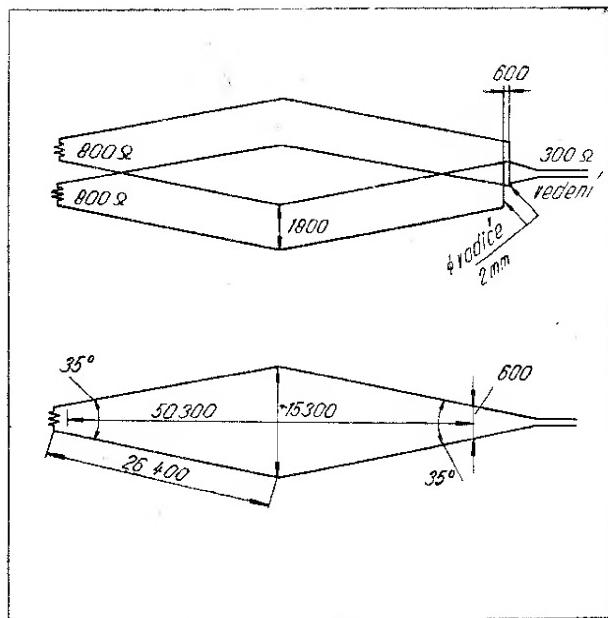
Vodiče antény mají být napnuty přesně vodorovně. Rozdíl několika málo stupňů nemá vliv na činnost antény. Avšak umísťujeme-li antenu na svahu, musíme dbát, aby byla uložena vodorovně. V rohu namířeném směrem k vysílači je antena zakončena odporem 800 ohmů. Přívod k přijimači je připojen na druhém konci. Protože vstupní odpor takovéto antény činí cca 800 ohmů, je třeba připojit přizpůsobovací článek. Výhodnější je ovšem úprava dvoupatrové rhombické anteny, při které je výsledná impedance antény 400 ohmů. Takovou antenu lze již snadno a bez obav připojit přímo na obvyklý dvoudrátový svod o vlnovém odporu 300 ohmů (obr. 51). Kdo hodlá vytěžit maximum ze zachycené energie, použije i v tomto případě přizpůsobovacího čtvrtvlnného vedení. Při délce ramen

tvořících antenu 8λ a umístění dvou patr nad sebou, stoupá zisk na více než 15 dB. Pro stavbu antény lze použít kovových stožárů, nesmí však být blíže než asi 1,5 m od antény. V rozích, kde je antena zakončena odporem nebo svodem, není třeba příliš dbát na velkou vzdálenost kovového stožáru od antény. Při zavěšování antény je třeba použít isolátorů, které zajišťují malou kapacitu mezi napínacím drátem a uchycenými vodiči antény. Obvyklé antenní vajíčkové isolátory se zde nehodí.

Při umisťování antény je třeba dbát na to, že horizontální vyzařovací diagram je velmi úzký a že antena vyžaduje velmi přesného nasměrování. Předběžné směrování je nutné provádět vždy podle kompasu a pokud možno přesné mapy. Při umisťování antény nemá smysl navrhovat výšku stožáru vyšší jak cca. 10 m pro třetí televizní pásmo, nebo 20 m pro spodní televizní pásmo, pokud nejsou v blízkosti antény takové překážky, které by i při této výšce podstatně snižovaly její účinnost. Jedná se hlavně o překážky před antenou směrem k vysílači. V místě, kde mezi vysílačem a antenou je přirodní překážka, na př. pohoří, které vystupuje do výše více jak 3° nad vodorovný obzor, je třeba dbát, aby antena nebyla umístěna příliš vysoko. Za těchto podmí-



Obr. 50.



Obr. 51.

nek je výška maximálního příjmu většinou v rozmezích do cca pěti metrů. Při větších výškách klesá síla signálu. Vyhodnotí se proto v těchto případech, kdy antena je směrem k vysílači odstíněna přírodní překážkou, při montáži antény snížit antenu cca o 1 m a pozorovat, neklesá-li síla signálu. Stoupá-li naopak, je třeba antenu podél sloupu zdvíhat a snížovat, až nalezneme optimální polohu. Je možné provést též prodloužení kosočtverce ve směru dlouhé úhlopříčky (t. j. úhlopříčky ve směru příjmu) na úkor krátké úhlopříčky při zachování stejné délky vodičů antény. Jedná se o zmenšení vzájemného úhlu vodičů 38° na cca 32 až 35° . Tímto prodloužením se vertikální vyzařovací diagram poněkud zdívá, takže se dostává nad skutečný obzor. Proto v případě, kdy v místě příjmu jsou terenní překážky, pamatujeme zavžas na dostatečnou vzdálenost mezi sloupy, aby bylo možné později prodlužovat délku úhlopříčky antény.

Je možné též antenu, která obvykle má být umístěna přesně vodorovně, naklánět podél krátké úhlopříčky o několik málo stupňů směrem nahoru. To znamená, že přední sloup, t. j. sloup ve vrcholu antény zakončeném odporem, je výšší než střední dva a sloup u konce antény, na který je připojeno svodové vedení, je nižší. Je třeba vždy pamatovat na to, že vyzařovací diagram kosočtve-

rečné anteny je velmi úzký nejen ve směru horizontálním, ale i ve směru vertikálním.

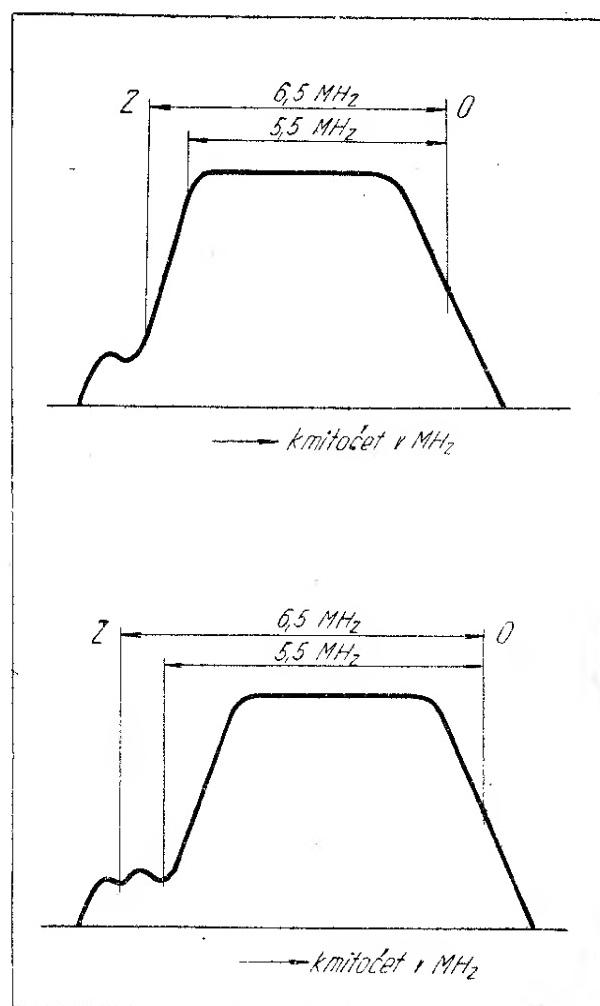
Televizní pořady, které lze při dálkovém příjmu zachytit, jsou vysíány podle dvou základních norm: CCIR a OIR. Obě normy jsou prakticky rovnocenné pokud se týče časového rozložení a tvaru jednotlivých pulsů. Totéž platí i o celkové skladbě signálu. Jediný rozdíl, a to značně závažný, je v rozdílné vzdálenosti nosné vlny obrazu od nosné vlny zvuku. Podle normy CCIR oznáší tato vzdálenost 5,5 MHz, zatím co podle normy OIR je tato vzdálenost 6,5 MHz. V důsledku toho je i šíře celého přenášeného kanálu o 1 MHz rozdílná (viz obr. 52). Jelikož šíře přenášených kanálů se liší o jeden MHz, liší se také rozdělení jednotlivých kanálů v pásmu. Tato okolnost by nečinila takové potíže. Mnohem horší je rozdílný odstup nosné vlny zvuku od nosné vlny obrazu. Rozdíl v odstupu dvou nosných vln způsobuje, že přijimače uzpůsobené pro příjem podle jedné normy, nemohou být použity bez úprav i pro příjem druhé normy. Většina přijimačů je dnes vybavena zvukovým dílem, pracujícím na mezinosném kmitočtu. Rozdíl 1 MHz je značný a tak vyžaduje přechod z jedné normy na druhou poměrně veliký zásah do přijimače. Zádá-li se, aby přijimač byl schopen přijímat podle kterékoliv normy, musíme se nejprve postarat o úpravu mezfrekvenčního zesilovače. Uprava spočívá v tom, že přijimač opatříme odlaďovači, navrženými tak, aby při vzdálenostech nosné vlny zvuku od nosné vlny obrazu bylo jak v případě 5,5 MHz, tak i 6,5 MHz přibližně stejná amplituda zvukového doprovodu (viz obr. 52 dole). Přenášená šíře pásmo obrazového signálu odpovídá pak v každém případě doporučení normy CCIR.

Mezfrekvenčnímu zesilovači předchází vysokofrekvenční díl, opatřený zesilovači a směšovačem s oscilátorem. Pro účely dálkového příjmu nelze použít přijimače se vstupním dílem v přímém zapojení. Zesilovač s přímým zapojením vyhovuje jen pro kmitočty cca do 65 MHz. Na vyšších kmitočtech ostře klesá zisk celého zesilovače. Mimo to potíže spojené s přechodem z jednoho

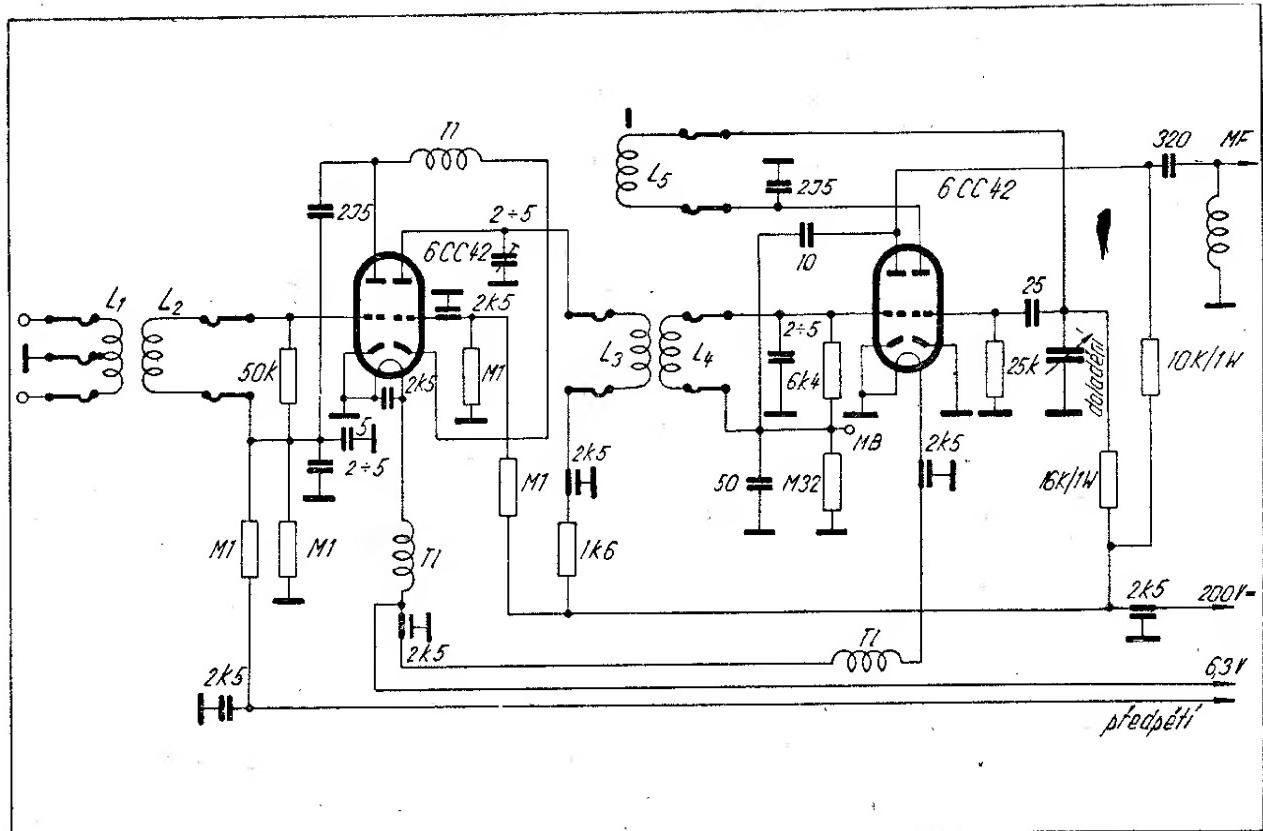
kmitočtu na druhý jsou téměř nepřekonatelné. Nezbývá tedy než přijimače stavěné jako přímozesilující upravit na superhetové zapojení. Stávající vysokofrekvenční zesilovač s přímým zesílením je pak používán jako mezifrekvenční a přijimač se doplňuje konvertorem, který umožnuje příjem v třetím televizním pásmu, případně na jiných kanálech.

U televizního přijimače Tesla 4001 A není přechod na superhetové zapojení příliš obtížný. V případě, kdy stávající vysokofrekvenční díl se bez úpravy použije jako mezifrekvenční zesilovač, který se doplní jen konvertem, je nutné počítat s poměrně malou citlivostí celého vysokofrekvenčního (nyní mezifrekvenčního) stupně. Nesmí se také zapomínat na to, že kmitočet oscilátoru v této úpravě musí být o mezifrekvenční kmitočet níže než přijímaný kmitočet. To proto, že by jinak nastalo nežádoucí přemístění nosných kmitočtů mezi sebou. V okamžiku, kdy oscilátor je o mezifrekvenční kmitočet výše než přijímaný, je po směšování v mezifrekvenčním zesilovacím dílu kmitočet nosné vlny obrazu vyšší a kmitočet nosné vlny zvuku nižší. Nastává tedy vzájemné přemístění obou kmitočtů. Vzájemnému přemístění kmitočtů lze čelit volbou kmitočtu oscilátoru nižšího než přijímaný kmitočet. Bohužel, mohou v tomto případě nastat i nežádané jevy, jako na př. rušení, působené vlastním oscilátorem. Ve většině případu jde o úpravu poměrně jednoduchou, která se obejde bez větších zásahů do stávajícího provedení přijimače. Přijimač může normálně pracovat s běžným předzesilovačem pro příjem na př. pražského televizního vysílače a přepnutím vstupu přijimače na směšovací stupeň lze jej upravit pro příjem ve třetím televizním pásmu. Jde vcelku o úpravu málo náročnou na speciální měřicí přístroje, neboť nastavení antenní cívky a cívky mezi směšovačem a vysokofrekvenčním předzesilovačem je málo kritické. Také zhotovení a nastavení cívky oscilátoru lze provádět zkusmo. Většinou jde o příjem jediného vysílače ve třetím pásmu, takže vystačíme s pevnými cívками. Vhodné zapojení vysokofrekvenčního zesilovače a směšovače vidíme na obr. 53.

V mnohých případech nebude nutné ani provádět dodatečnou úpravu stávajícího vysokofrekvenčního dílu, stavěného na odstup kmitočtu zvuku a obrazu 6,5 MHz, na nový kmitočet 5,5 MHz. Bez úpravy vysokofrekvenčního dílu stávajícího televizoru je nosný kmitočet zvuku při příjmu podle normy CCIR umístěn na přenosové křivce obrazové mezfrekvence. Je však možné zavést předběžné potlačení zvukového doprovodu užší křivkou propustnosti vysokofrekvenčního dílu. Odstraní se tak jednoduše případné rušení obrazu zvukovým doprovodem. Mimo to lze v praxi většinou pozorovat při příjmu na větší vzdálenosti, že zvukový doprovod bývá mnohem slabší než nosná vlna obrazu. Amplituda nosné vlny zvuku je předem již tak zeslabena, že ani při umístění nosné vlny zvuku s odstupem 5,5 MHz na



Obr. 52.



Obr. 53.

vrcholu křivky přijimače upraveného pro příjem podle normy 6,5 MHz, nezpůsobí rušení obrazu.

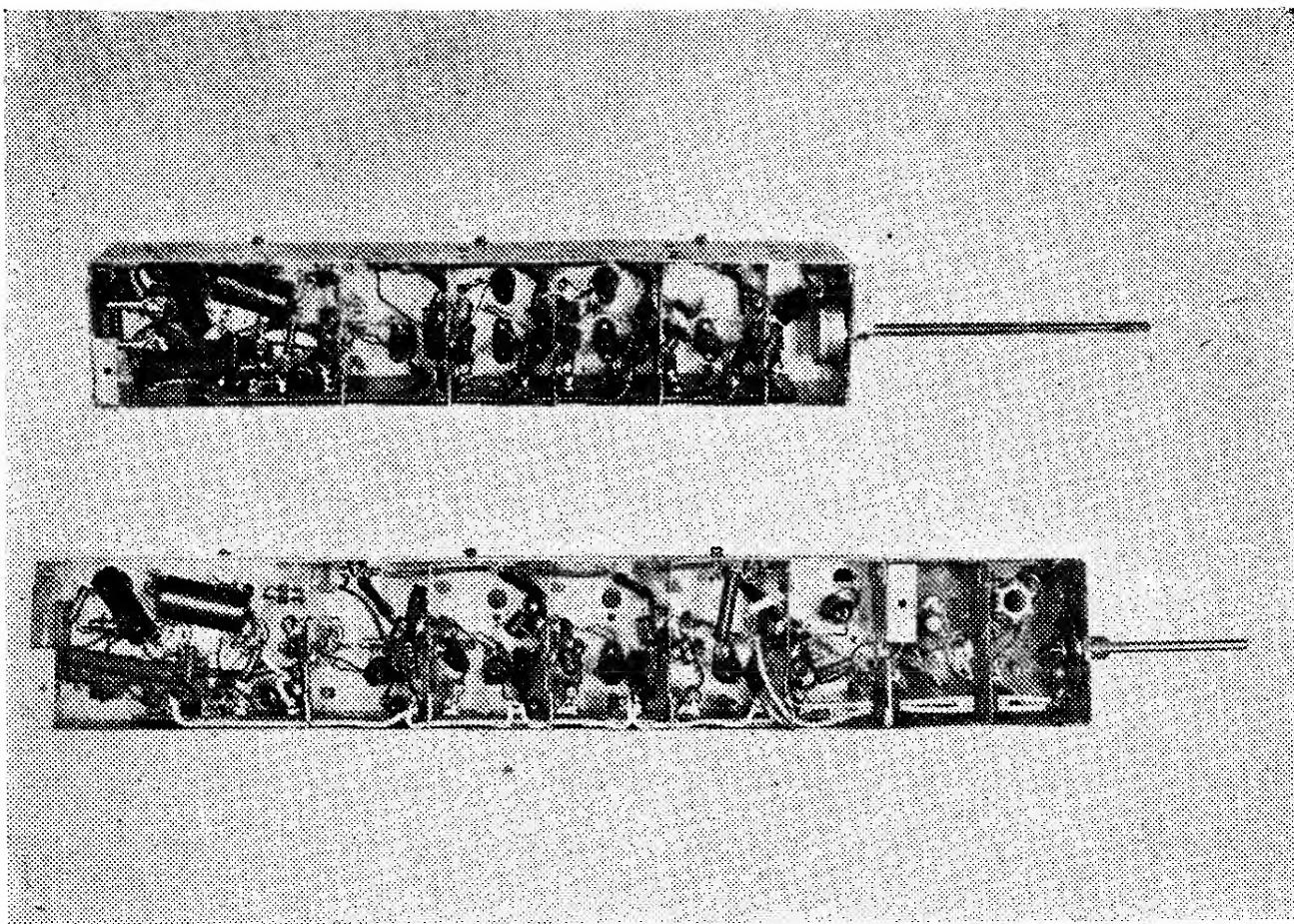
Samozřejmě, že majitel vhodných měřicích přístrojů může provést úpravy dokonalejší. Je třeba však varovat před touto úpravou všechny, kteří nemají přístup k vhodným měřicím přístrojům, nebo kteří ještě nemají dostatek zkušeností s vyvažováním vysokofrekvenčních a hlavně mezifrekvenčních obvodů v televizním přijimači. Zásahy do cívek naslepo zpravidla přijimač jen rozladí a výsledek je pak mnohem horší než před úpravou.

Jakmile ovšem jsou potřebné měřicí přístroje po ruce, není třeba mít velkých obav z neúspěchu. (Signální generátor, který svým základním kmitočtem obsáhne kmitočet mezifrekvence, většinou do 40 případně 56 MHz a elektronkový voltmetr. Elektronkový voltmetr je možné též nahradit dostatečně citlivým miliampermétem do 0,5 mA, který se zapojí do série s pracovním odporem detekční diody). Základní příjmové vlast-

nosti přijimače po vysokofrekvenční stránce jsou v první řadě určeny tvarem křivky a ziskem mezifrekvenčního zesilovače.

Ladění mezifrekvence provádíme tak, že výstup ze signálního generátoru připojíme na zdíru směšovací elektronky. Výstupní napětí měříme buď elektronkovým voltmetrem na zatěžovacím odporu diody nebo citlivým miliampermétem (do 0,5 mA), zapojeným do serie se zatěžovacím odporem. Při ladění postupujeme nejprve od detektoru směrem ke směšovacímu stupni. Nejvíce zatlumené obvody, t. j. obvod detektoru a obvod v anodě směšovací elektronky, jsou naladěny poblíž středu přenášeného pásma. Ostatní obvody ladíme na kraje přenášeného pásma, a to střídavě jeden obvod k vyšším kmitočtům a další k nižším kmitočtům. Na přesném kmitočtu v tomto stadiu příliš nezáleží.

Po předběžném naladění okruhů kontrolujeme průběh křivky. Nejlepší je vynášet si jej do grafu, ale stačí též si průběh křivek pamatovat. V oblastech,



Obr. 54. Nahoře výrobek televizoru Tesla před úpravou, dole po provedení úpravy.

kde jsou na křivce vrcholy, musíme obvody buď zatlumit nebo naladit dále od sebe.

Naopak místa s nežádaným poklesem v průběhu křivky vyplníme užším seskupením resonančních kmitočtů jednotlivých obvodů. V doložování obvodů pokračujeme tak dlouho, až se nám podaří nastavit průběh křivky mf zesilovače pokud možno rovný v oblasti přenášených kmitočtů a s poklesem o 6 dB (na polovinu) na nosné vlně obrazu.

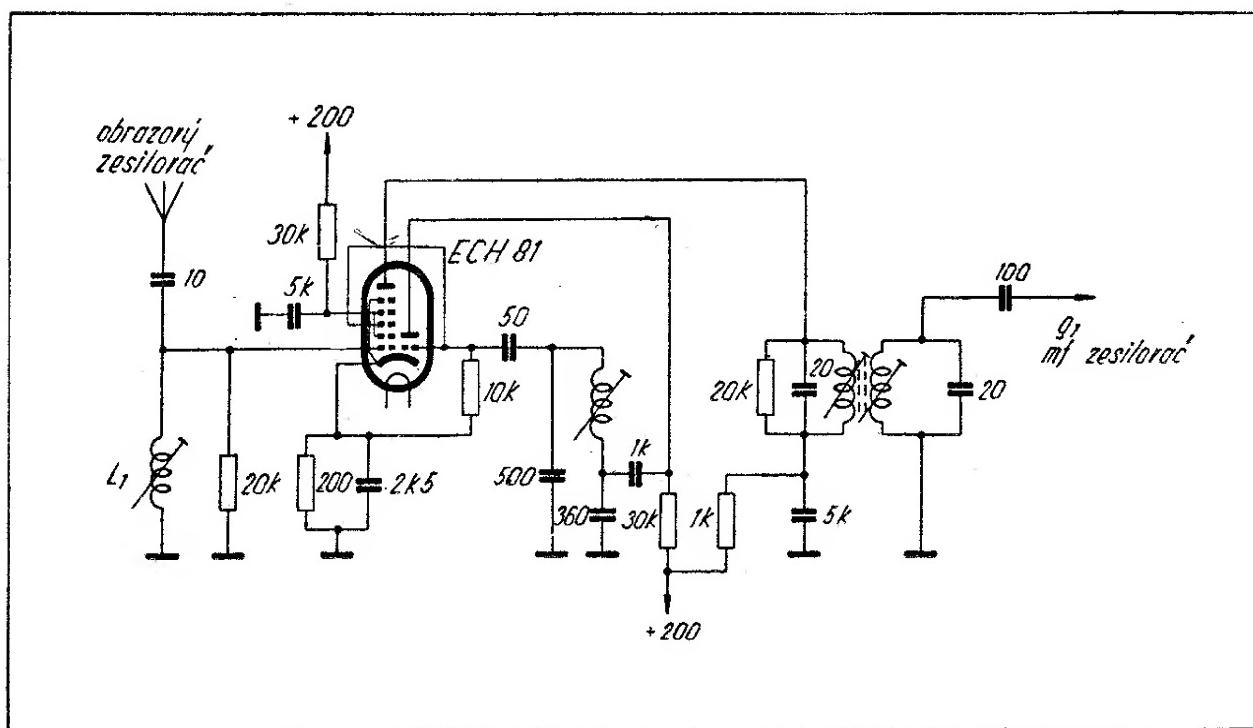
Jakmile je mezifrekvenční zesilovač naladěn, lze pomocí harmonických kmitočtů signálního generátoru provádět vyvažování vysokofrekvenčního dílu, hlavně kmitočtu oscilátoru. Jakmile je přijimač schopen přijímat signál z antenních svorek, nečiní již velikých potíží zkusmo upravovat tvar a počet závitů cívek jak v antenním obvodu, tak i v pásmovém filtru mezi vysokofrekvenčním zesilovačem a směšovacím stupněm.

Za pomoci měřicích přístrojů lze tedy stávající vysokofrekvenční díl na př. televizoru 4001 A přepracovat na mezinárodní stupeň. K dosažení lepších vlastností, hlavně zisku, použijeme místo cívek jednoduchých cívek bifilárně vinutých. Tímto způsobem se nám podaří zvýšit zisk vysokofrekvenčního dílu asi 10×. Směšovací stupeň s oscilátorem a vysokofrekvenční zesilovač lze montovat na společnou prodlouženou kostru výrobku, jak o tom svědčí fotografie (obr. 54). Úmyslně zde neuvádíme hodnoty cívek, ani jejich provedení, protože tyto údaje jsou vždy vázány na určité rozložení součástek a vedení spojů. Jakmile se použité součástky liší a uložení jednotlivých spojů je jen poněkud odchylné od původního, mění se značně velikosti cívek. Mimo to závisí indukčnost cívek na průměru použité kostry i síle opředení použitého drátu. Většinou bývá použity drát určován co do průměru jen odhadem nebo pomocí posuvného mě-

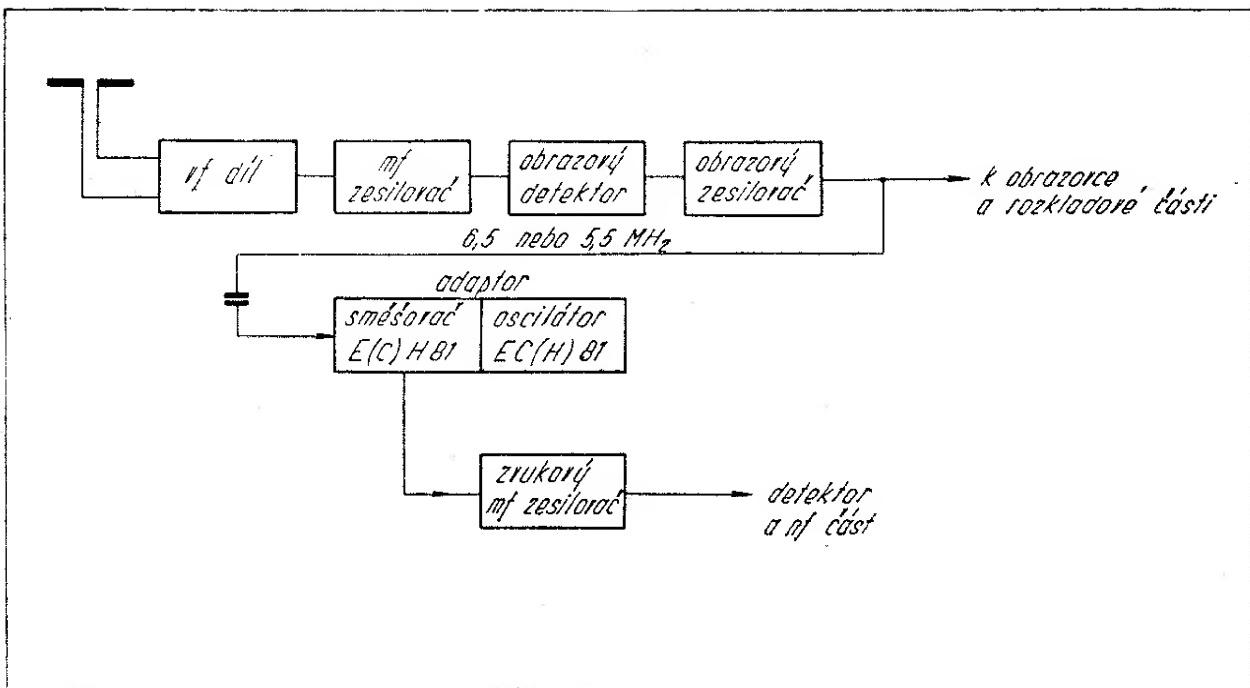
řítka. Takto získaný údaj není přesný a má značný vliv na výslednou indukčnost cívky.

Vysokofrekvenční část a směšovač (adaptor) je možné ladit a vyrovnávat zkusmo. Vzhledem k velkým rozdílům v montáži a použitých součástkách, které nastanou, je třeba každý zkonstruovaný adaptér posuzovat individuálně. Nelze tedy říci o hodnotách cívek nic jiného, než že pro třetí pásmo je vhodné drátem o průměru cca 0,6 až 0,8 mm na trubičky o vnějším průměru 5 mm. Dolaďování cívek v třetím televizním pásmu provádíme výlučně proměnnou kapacitou. Jakákoliv železová jádra nebo mosazná dolaďovací jádra silně snižují beztak již nízkou jakost cívek. Výjimku tvoří jediné cívka oscilátoru, kterou lze přesně nastavovat pomocí mosazného jádra. Vlastní dolaďování oscilátoru se pak provádí dolaďovací kapacitou se změnou kapacity v rozmezí asi 3—5 pF. Takovou dolaďovací kapacitu je možné realizovat jakýmkoliv běžným způsobem. Mnohem důležitější je soustředit se na úpravy zvukového dílu, aby byl použitelný pro obě normy. V zahraniční literatuře se již objevily návrhy na úpravu zvukového dílu pro obě normy. Jed-

nu z nich uvádíme na obr. 55. V tomto případě byla první mezifrekvenční elektronka zvukové mezifrekvence (elektronka EF80) nahražena elektronkou ECH81. Triodová část elektronky ECH81 pracuje jako oscilátor na kmitočtu 1 MHz. Přijímaný mezinosný kmitočet, na př. 5,5 MHz, je směšován v heptodové části s pomocným kmitočtem 1 MHz. Součtový zázněj je pak dále zesilován zbývajícími stupni zvukového mezistupňového zesilovače. Takováto úprava je sice jednoduchá, nevyžaduje velkých zásahů do přijimače, ale je na úkor zesílení. Dosáhne-li se na př. elektronkou EF80 10násobného zesílení, dá heptodová část elektronky ECH81 přibližně jen trojnásobné zesílení. Samotná záměna elektronky EF80 za elektronku ECH81 má za následek snížení zisku na 1/3. Jakmile se heptodové části používají jako směšovací elektronky, poklesne její zisk na další třetinu. Výsledné zesílení není pak o mnoho větší než jedna. Tím přijimač ochuzujeme o zisk jednoho mezifrekvenčního stupně. Blokové zapojení úpravy je uvedeno na obr. 56. Jiná situace nastane, když adaptér pro nový zvukový kmitočet nahrazuje žádnou stávající elek-



Obr. 55.



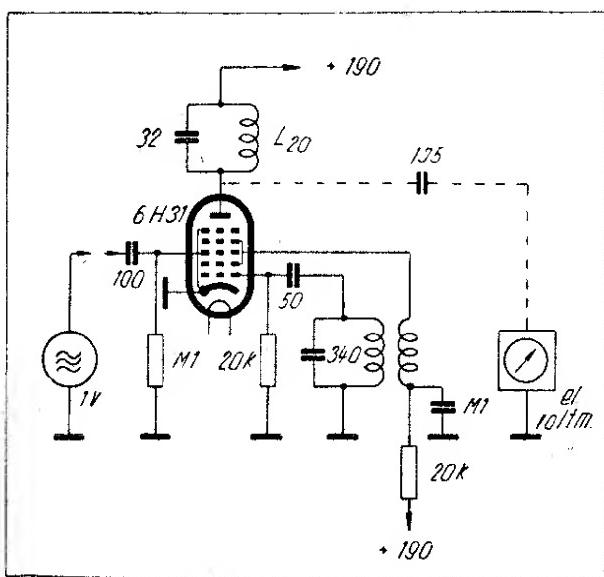
Obr. 56.

tronku, ale naopak je dodatečně vestaven jako další mezifrekvenční zvukový stupeň. Vede to ovšem k dalším komplikacím. Kmitočet 1 MHz musí být na výstupu z adaptoru dostatečně potlačen, aby nepronikal do televizního přijimače. Pronikání má za následek jednak zahlcení omezovacích stupňů zvukového mezifrekvenčního zesilovače (a tím ztrátu zisku). Mimoto pronikání do obrazového zesilovače a na řídící elektrodu obrazovky způsobí rušení obrazu. Nutno tedy zdůraznit, že adaptér musí být velmi pečlivě odstíněn.

Zapojení uvedené na obr. 55 lze použít i pro elektronku ECH21, která však nebude mezifrekvenční kmitočet zesilovat, ale naopak zeslabovat při směšování na nový zvukový mezifrekvenční kmitočet.

Z dnes dostupných elektronek v miniaturním provedení přichází proto v úvahu jedině elektronka 6H31. Základní zapojení, používající této elektronky, je uvedeno na obr. 57. Na třetí mřížku 6H31 se přivádí zvukový mezifrekvenční signál odebíraný z katody elektronky E7 televizoru 4001 A. Mezi katodou, G_1 a G_2+4 kmitá elektronka jako oscilátor na kmitočtu 1 MHz. Do anody je zapojena dosavadní vstupní

cívka zvukového dílu L_{20} , laděná kapacitou C_{40} (32 pF). Cívka se neuzemňuje, ale připojuje na + 190 V. Mřížka první mezifrekvenční elektronky je připojena přes kapacitu C_{41} na anodu elektronky 6H31. Mřížkový svod první elektronky mf zvuku je uzemněný. Toto zapojení dává zisk asi 0,6. Zbytkové napětí oscilátoru na anodě při tom je asi 0,15 V. Pokud není přijímaný signál dostatečně silný, nastává zahlcení oscilátoru první-



Obr. 57.

ho mf zvukového stupně tímto zbytkovým napětím.

Výhodnější je úprava podle obr. 58. (str. II. obálky). V zásadě jde o totéž zapojení, s tím rozdílem, že na výstupu je použito pásmového filtru, který zabrání pronikání kmitočtu 1 MHz do prvního mf stupně zvuku. Dále je použit i filtr 5,5 MHz v anodě obrazového zesilovače, který brání pronikání kmitočtu 5,5 MHz do obrazu. Kmitočet 6,5 MHz se převádí na odbočku cívky L_{20} ve zvukovém dílu. Celý adaptér je řešen jako samostatná krabička, umístěná nad vf dílem.

Adaptér na obr. 59 (str. II. ob.) dává navíc ještě zisk cca 10 až 14×. Používá elektronky 6F32, zapojené jako samo-kmitající směšovač. Cívky L'_1 a L'_2 se připojují na svorky 2 (odběr zvuku z vf

dílu) a 3 (zem). Cívka L_1 je pro kmitočet 5,5 MHz, cívka L_2 je pro kmitočet 6,5 MHz. Obvod v katodě je naladěný na 1 MHz. Do anody elektronky 6F32 je zapojen obvyklý vstupní obvod mezi-frekvenčního zesilovače zvuku L_{20} a C_{40} . Z anody se kmitočet 6,5 MHz odebírá přes kapacitu C_{41} na mřížku prvního mezifrekvenčního zesilovače zvuku. Celá úprava přijimače spočívá v odpojení mřížkového svodu R_{41} , zapojeného paralelně ke kondensátoru C_{41} a přepojení R_{41} na zem. Odpojení přívodu na odbočku cívky L_{20} a odpojení uzemnění cívky L_{20} . Zemní konec cívky L_{20} se spojí s rozvodem + 190 V. Na odbočku 2 a 3 se připájají vazební cívky adaptoru L'_1 a L'_2 . Cívky použité v adaptoru jsou vinuté na kostřičky používané v mezifrekvenčním zesilovači zvuku.

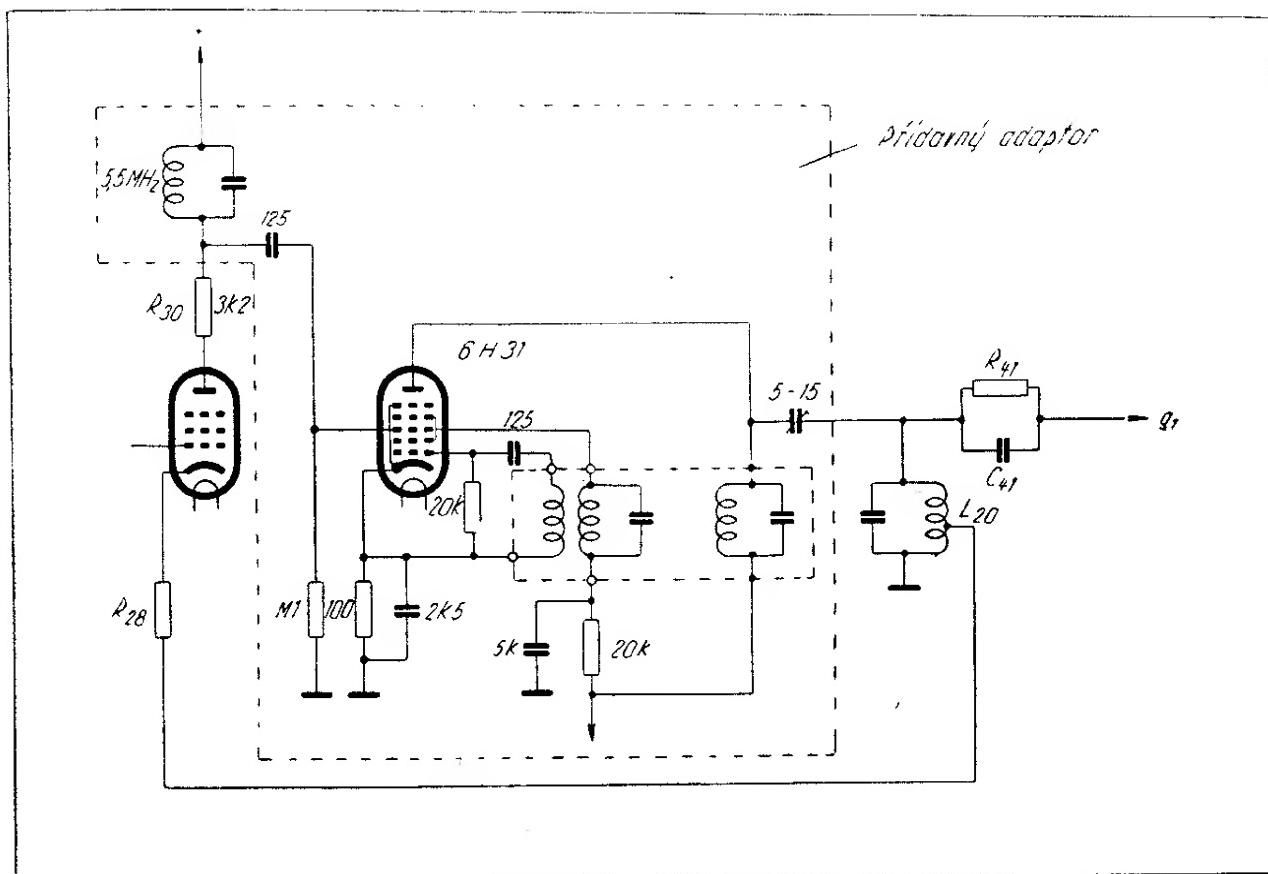
Hodnoty cívek jsou:

L_1 —	23 závitů, křížově vinuto, šířka vinutí	6 mm, drát 0,2 mm
L_2 —	28 závitů, křížově vinuto, šířka vinutí	6 mm, drát 0,2 mm
L'_1 —	2 závitů, křížově vinuto, šířka vinutí	drát 0,2 mm
L'_2 —	3 závitů, křížově vinuto, šířka vinutí	drát 0,2 mm
L_3 —	170 závitů, křížově vinuto, šířka vinutí	10 mm, drát 0,2 mm

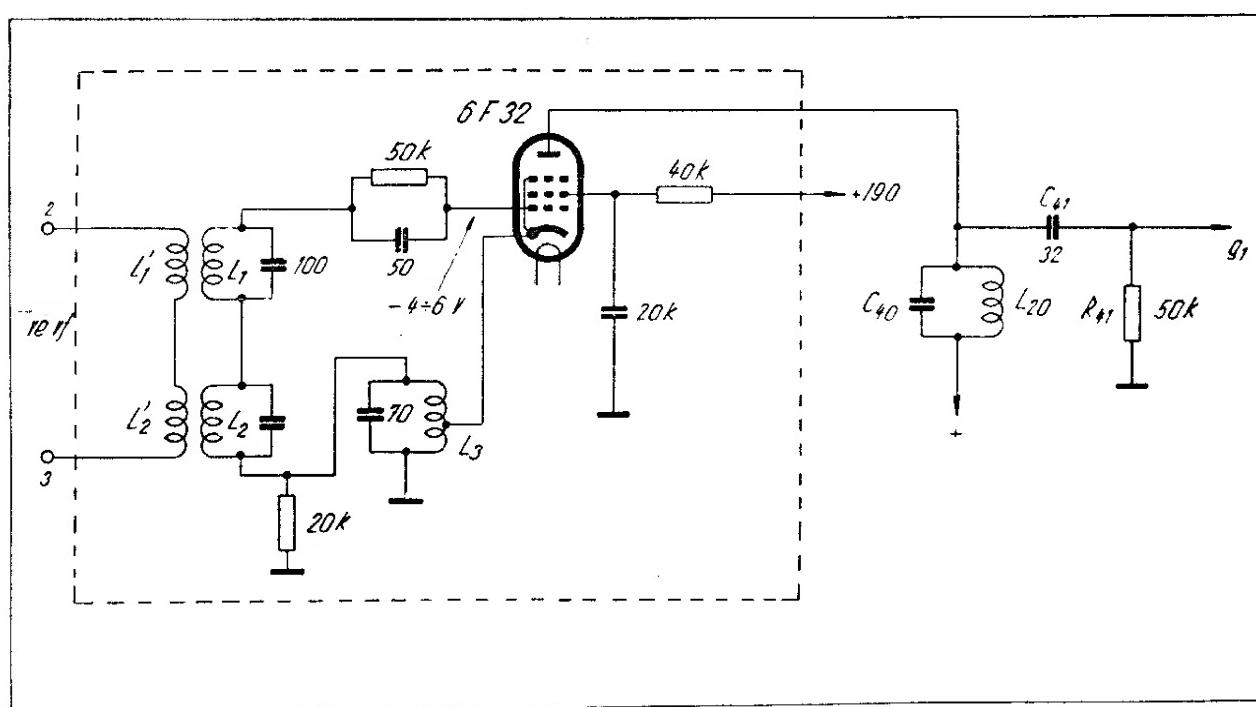
Naznačenými úpravami je možné přijímat zvuk podle obou běžných norem bez přepínání zvukového dílu. To má samozřejmě veliké přednosti. Naznačené úpravy se hodí v první řadě pro přijimače pracující na mezinosném principu. U přijimačů s paralelním odběrem zvuku je možné použít stejné metody s tím rozdílem, že se hodnoty cívek L_1 a L_2 , jakož i cívky v anodě elektronky mění podle použité mezifrekvence. Při použití

adaptoru v přijimači s paralelním odběrem zvukového doprovodu je třeba obzvlášť velké opatrnosti, aby se pomocný kmitočet 1 MHz nedostal do obrazového mezifrekvenčního traktu a nezpůsobil tam rušení obrazu, které se odstraňuje jen s velkými obtížemi. Proto musí u přijimače takto uzpůsobeného být konvertor řešen obzvlášť pečlivě, aby vyzařování bylo co nejnižší. Sladování konvertoru je možné provádět po-

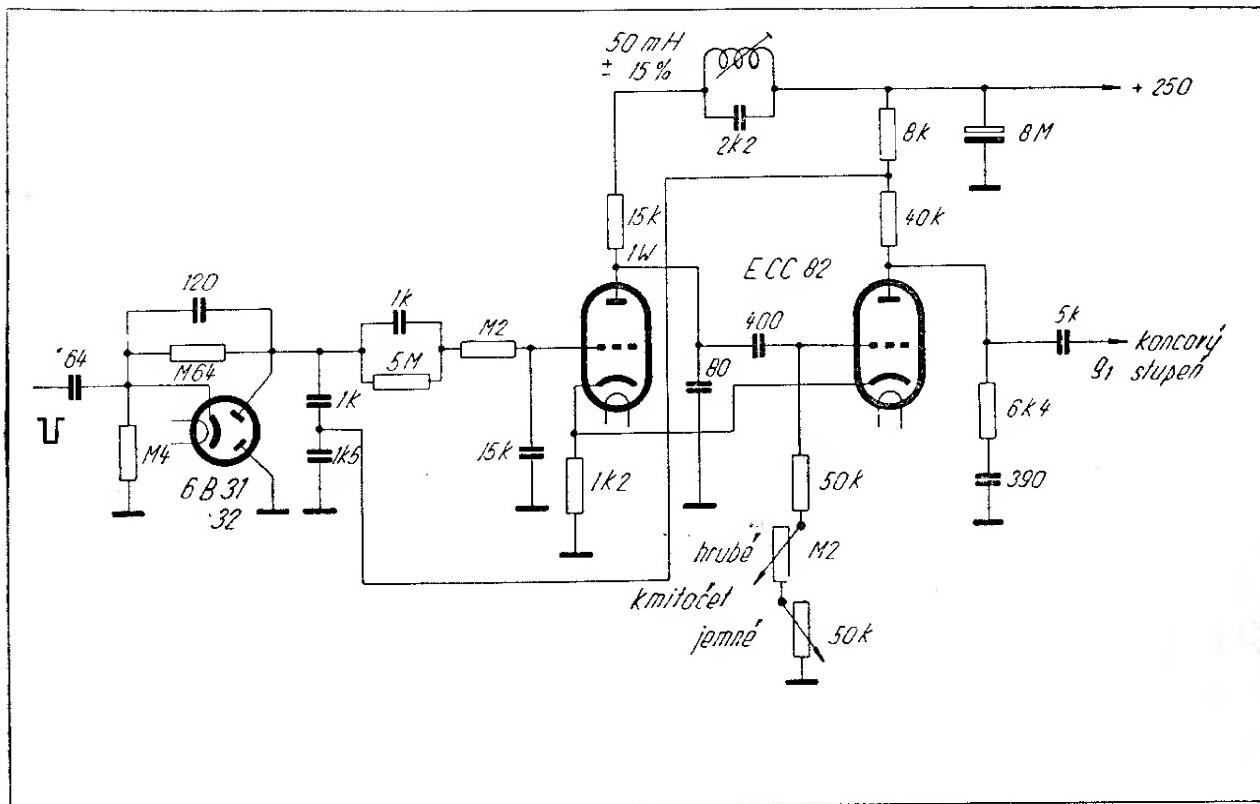
RADIOVÝ KONSTRUKTÉR SVAZARMU, návody a plánky Amatérského radia. Vydává Svaz pro spolupráci s armádou ve Vydatelství časopisů ministerstva národní obrany, Praha II, Vladislavova 26. Redakce Praha I, Národní tř. 25 (Metro). Telefon 23-30-27. Řídí František SMOLÍK s redakčním kruhem (Josef ČERNÝ, Vladimír DANČÍK, Antonín HÁLEK, Ing. Miroslav HAVLÍČEK, Karel KRBECK, Arnošt LAVANTE, Ing. Jar. NAVRÁTIL, Václav NEDVĚD, Ing. Ota PETRÁČEK, Josef POHANKA, laureát státní ceny, Antonín RAMBOUSEK, Josef SEDLÁČEK, mistr radioamatérského sportu a nositel odznaku „Za obětavou práci“, Josef STEHLÍK, mistr radioamatérského sportu, Aleš SOUKUP, Vlastislav SVOBODA, laureát státní ceny, Jan ŠIMA, mistr radioamatérského sportu, Zdeněk ŠKODA, Ladislav ZÝKA). Vychází měsíčně, ročně vyjde 10 čísel. Tiskne NAŠE VOJSKO n. p., Praha. Otisk povolen jen s písemným svolením vydavatele. Příspěvky redakce vrací, jen byly-li vyžádány a byla-li přiložena frankovaná obálka se zpětnou adresou. Za původnost a veškerá práva ručí autoři příspěvků. Toto číslo vyšlo 10. května 1957.



Obr. 58.



Obr. 59.



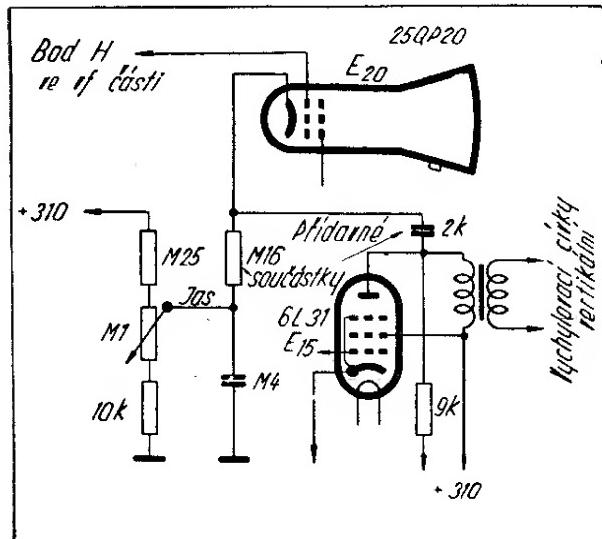
Obr. 60.

dle sluchu. Vstupní cívky L_1 a L_2 jakož i cívku L_{20} ladíme na maximální hlasitost při staženém kontrastu. Cívka L_3 se ladí na nejčistší zvuk při příjmu podle normy CCIR.

Při dálkovém příjmu se obzvlášť tíživě projevují různé poruchy, které snižují jakost přijímaného obrázku. Přímé synchronování rádkového rozkladu není schopné čelit značným požadavkům, kladeným na stálost obrázku při vyšší úrovni poruch. Proto se stále více používá t. zv. nepřímé synchronisace. Při tom se k synchronizování rádkového rozkladu používá jen stejnosměrného napětí, odvozovaného ze synchronizačních pulsů a pilovitého napětí z rádkového generátoru. Obě tato napětí se vzájemně fázově srovnávají. Při odchylkách fáze vzniká na výstupu ze srovnávacího obvodu stejnosměrné napětí, které řídí kmitočet rádkového rozkladového generátoru. Zapojení fázového srovnávacího obvodu vidíme na obr. 60. Obvod pracuje stejným způsobem jako zapojení, používající srovnávacího transformátoru (Tesla 4202), má však výhodu v tom, že není

třeba zhotovovat transformátor. Toto zapojení rádkového rozkladu a srovnávacího stupně pracuje velmi stále. Použitá elektronka je typu ECC82. Lze ji nahradit elektronkou 6SN7. Elektronka 6CC31 se nehodí jednak proto, že má společnou katodu a protože její vnitřní odpor je asi 3 až 4 × větší než u elektronky ECC82. Multivibrátorové zapojení vyžaduje vždy elektronku s malým vnitřním odporem. V zapojení na obr. 60 je možné použít jako náhradu 2 elektronky 6F32 nebo 6F36, zapojené jako triody. Synchronizační pulsy, které řídí fázový srovnávací stupeň, jsou záporné polarity. Při obvyklé modulaci obrazovky do katody je třeba je odebírat v anodě prvního stupně, oddělujícího synchronizační pulsy. V mřížce druhé elektronky multivibrátoru je zapojen regulátor kmitočtu, pozůstávající ze dvou potenciometrů. Jedním potenciometrem se nastavuje kmitočet rádků hrubě a druhým jemně. Je výhodné zachovat toto uspořádání, protože lze tak vyrovnat případné rozdíly mezi elektronkami, jakož i změny, které nastávají postupným stárnutím elektronek v rádkovém oscilátoru.

Jako další zlepšení vlastností přijimače je třeba uvést zapojení pro zhášení zpětných běhů. Při příjmu slabšího signálu a hlavně při kolísající úrovni hloubky modulace televizního vysílače se často stává, že se objevují na obrazovce světlé čáry zpětného běhu. Jednoduchou úpravou lze tyto zpětné běhy potlačit. Provádí se způsobem vyznačeným na obr. 61. Uvedený způsob je zaměřen na televizní přijimač 4001 A. Analogicky lze zhášení zpětných běhů provádět i u jiných přijimačů. Je třeba jen pamatovat na to, že v případě, kdy modulační napětí je přiváděno na katodu obrazovky, se zhášecí napětí přivádí na mřížku obrazovky. V tomto případě se zhášecí napětí neodebírá z anody koncové elektronky obrazového rozkladu, ale ze sekundárního vinutí obrazového rozkladového transformátoru. Sekundární vinutí se jedním koncem uzemňuje a na druhý konec se připojuje zhášecí kondensátor. Je třeba dbát jen na správnou polaritu sekundárního vinutí, aby zhášecí obvod pracoval správně. Zhášecí obvod podle obr. 61 používá kondensátor 2k, který je



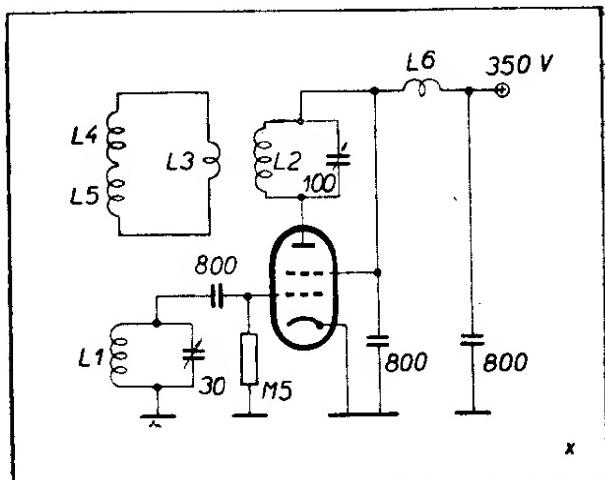
Obr. 61.

připojený přímo na katodu obrazovky. Mezi tento kondensátor a původní blokovací kondensátor M4 je zapojen odpor M16. Hodnotou kondensátoru 2k je možné reguloval oblast na stínítku obrazovky, ve které nastane potlačení zpětných běhů.

Obraz bez řádků

Při pozorování zblízka je na velkých obrazovkách znát řádková struktura obrazu. Zvlníme-li řádky přídavným generátorem a vychylovacím systémem, spojí se při vhodně zvoleném kmitočtu a napětí tak, že nejsou znát a obraz přitom neutrpí. V Kijevském televizním studiu vypracovali a odzkoušeli toto zapojení. Generátor (viz obr.) pracuje na kmitočtu kolem 22 MHz. Mřížkový okruh svazkové tetrody je vázán s anodovým okruhem jen vnitřními kapacitami elektronky.

Vysokofrekvenční energie se odssává vazební cívkou L_3 a přivádí na přídavný vychylovací systém L_4 a L_5 . Při kmitočtu 22 MHz připadnou na každý bod rastru asi tři periody.



Přídavný vychylovací systém a vazba s anodovým okruhem jsou navrženy tak, aby se amplituda kmitání paprsku přesně rovnala polovině vzdálenosti mezi řádky.

Vychylovací cívky se montují mezi původní vychylovací cívky televizoru a zaostřovací cívku. Cívky L_1 , L_2 , L_3 a L_6 jsou navinuty na ebonitových, polystyrenových nebo umaplexových kostrách o průměru 12 mm. Cívka L_1 má šest závitů, L_2 devět, L_3 dva, L_4 a L_5 po čtyřech závitech a L_6 osmnáct závitů z drátu $\varnothing 0,6$ mm izolovaného hedvábím.

Kostra adaptoru má být spolehlivě spojena s kostrou televizoru. Elektronka 6Π3C je koncová svazková tetroda s nejvyšší anodovou ztrátou 21 W.